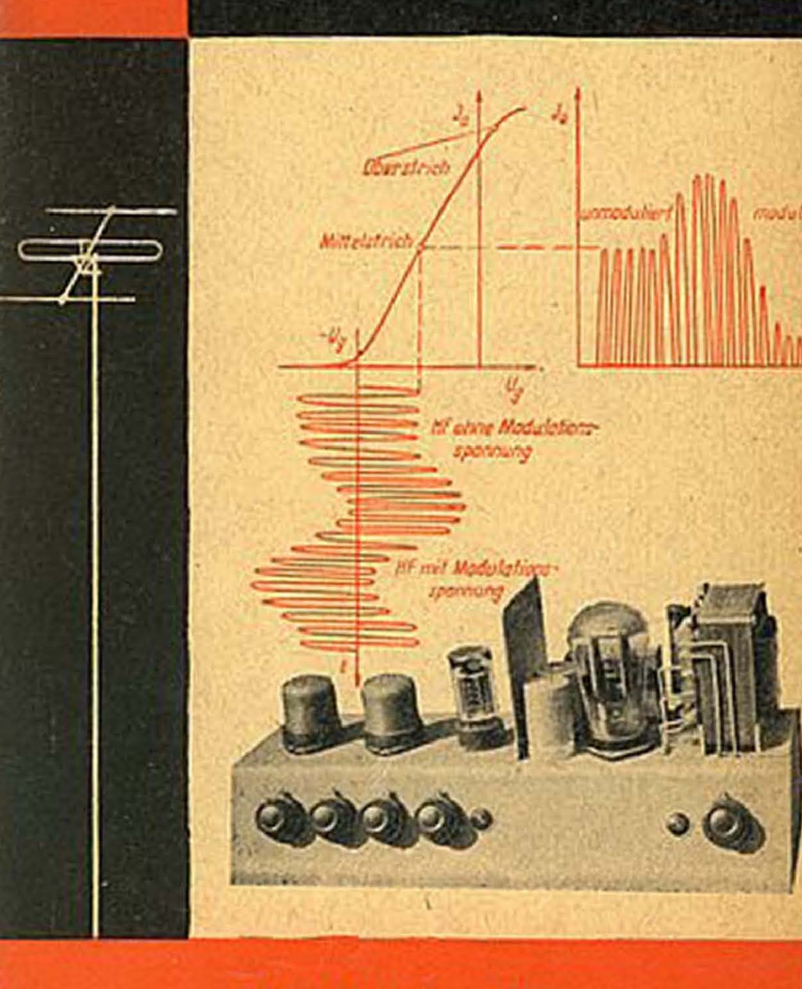
32

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Harry Brauer

Modulationsarten und Modulatorschaltungen

Der praktische Funkamateur · Band 32

Modulationsarten und Modulatorschaltungen

HARRY BRAUER

Modulationsarten und Modulatorschaltungen



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 31. August 1962

Vorwort

Der Telefoniefunkverkehr der Amateure übt sowohl auf den interessierten Laien, der solche Sendungen auf seinem Rundfunkgerät abhört, als auch auf den jungen Kameraden der GST eine große anziehende Wirkung aus. Dem Fortgeschrittenen eröffnet sich mit dem Sprechfunkverkehr ein weites, technisch sehr interessantes Betätigungsfeld, das bestens geeignet ist, seine Kenntnisse und Fertigkeiten in der HF- und der NF-Technik zu erweitern. Da sich das kommerzielle und das militärische Nachrichtenwesen weitgehend der Telefonie bedienen, dürfte auch von dieser Seite ein erhebliches Interesse an einer allgemeinverständlichen Darstellung der Modulationsvorgänge bestehen. Es wurde deshalb versucht, neben einfachen Schaltungen und populärwissenschaftlichen Erklärungen der qualitativen Zusammenhänge durch einige Berechnungsbeispiele auch die quantitative Seite zu beleuchten. Dem Anfänger sollen praktische Anleitungen und dem Fortgeschrittenen Anregungen zu eigener schöpferischer Tätigkeit vermittelt werden. Auf die Theorie wurde soweit eingegangen, wie zum Verständnis der physikalischen Vorgänge unbedingt notwendig ist.

Es war die Absicht des Verfassers und des Verlages, die jungen Funker unserer Nationalen Volksarmee und die Kameraden der GST in ihrer technischen Ausbildung zu unterstützen und den Ingenieurstudenten einige ergänzende praktische Hinweise für ihr Fachstudium zu geben. Möge das Büchlein dazu beitragen, Wissen und Können unserer Funkfreunde zu erweitern.

DM 2 APM
Harry Brauer

Leipzig, August 1962

1. WAS VERSTEHT MAN UNTER MODULATION?

Für die drahtlose Übermittlung einer Nachricht gibt es verschiedene Verfahren. Der Kurzwellenamateur darf sich dafür der nachstehenden gesetzlich zugelassenen Betriebsarten in Amplitudenmodulation (A) und in Frequenz- und Phasenmodulation (F) bedienen:

A_1 = Telegrafie, Tastung des unmodulierten Trägers;
A_3 = amplitudenmodulierte Telefonie, Übertragung beider Seitenbänder mit vollem Träger;
A_{3a} = Einseitenbandtelefonie mit vermindertem Träger;
F_3 = frequenz- oder phasenmodulierte Telefonie.

Mit Telegrafiebetrieb lassen sich bei gegebener Senderleistung auch unter ungünstigen Ausbreitungsverhältnissen weite Entfernungen noch dann sicher überbrücken, wenn die anderen Betriebsarten längst versagen.
Demgegenüber schafft der Telefoniebetrieb bei einigermaßen brauchbaren Ausbreitungsbedingungen einen persönlicheren Kontakt mit der Gegenstelle und eine meist raschere und vielseitigere Verkehrsabwicklung. Die Telefonie erfordert jedoch einen höheren materiellen Aufwand am Sender, da Mikrophon, Modulationsverstärker mit Stromversorgungsteil und Kontrolleinrichtungen zur Überwachung der Modulationsqualität zusätzlich angeschafft werden müssen. Der Aufwand für die Modulationseinrichtung kann durchaus minimal sein; es muß aber im Interesse einwandfreier Verständigung und der Ehre des Amateurs verlangt werden, daß auch die einfachste Anlage eine gute, unverzerrte Modulation liefert. Nichts ist für den Amateur ärgerlicher, als in Rapporten immer wieder hören zu müssen, daß die mangelhafte Qualität der ausgestrahlten Signale schuld an der ungenügenden Lesbarkeit ist, oder Verzerrungen und Brummerscheinungen der Empfangsstelle lästig werden.
Im folgenden soll gezeigt werden, welche Modulationsverfahren für den Kurzwellenamateur brauchbar sind, wie sie ein-

gestellt werden müssen und welcher technische Aufwand erforderlich ist. Auf die für den Frequenzbereich 420 ... 440 MHz zugelassenen Betriebsarten A_4, A_5 (Bildfunk, Fernsehen) wird in der vorliegenden Broschüre nicht eingegangen.

Grundsätzlich kann die Modulation auf zweierlei Art erfolgen. Entweder wird die Amplitude oder die Frequenz der von der Antenne abgestrahlten Hochfrequenzschwingung im Rhythmus der zu modulierenden Niederfrequenz geändert. Modulation ist also immer die Beeinflussung einer Schwingung durch eine gegebene, zeitlich veränderliche Größe. Der Hörbereich des Menschen umfaßt günstigstenfalls das Frequenzspektrum von 16 Hz bis 20 kHz. Mit zunehmendem Alter sinkt die obere Frequenzgrenze rasch auf niedere Werte ab und liegt im Mittel bei maximal 16 kHz. Da die Frequenzgrenze des Gehörs subjektiv bedingt ist und vom Alter abhängt, ist es nicht möglich, einen genauen Grenzwert anzugeben. Im Greisenalter kann die obere Grenzfrequenz bei einigen kHz liegen. Innerhalb des genannten Frequenzbereiches liegen auch die von Musikinstrumenten und den menschlichen Stimmbändern hervorgebrachten Klänge. Um eine originalgetreue Übertragung zu erreichen, wäre es notwendig, alle diese Frequenzen unverfälscht mit der Trägerwelle vom Sender abstrahlen zu lassen. Aber nur beim UKW-Rundfunk wird das tatsächlich durchgeführt. Die Kurz-, Mittel- und Langwellensender begrenzen aus verschiedenen Gründen den übertragenen Frequenzbereich. Daß damit eine Musiksendung verwöhnten Ansprüchen in keiner Weise mehr genügen kann, ist einleuchtend. Für eine einwandfreie Sprachverständigung, bei der es weniger auf den individuellen Stimmcharakter ankommt, genügt es, wenn das übertragene NF-Spektrum etwa 2000 Hz umfaßt. Ebenso wie der kommerzielle Fernsprechverkehr begnügen sich die Amateure und solche kommerziellen Funkstationen, die der reinen Nachrichtenübermittlung dienen, mit diesem schmalen Bereich, der etwa durch die Frequenzen 250 Hz und 2500 Hz abgegrenzt wird. Die Praxis hat gezeigt, daß die Beschneidung der hohen Frequenzen auch eine Begrenzung der tiefen Frequenzen erfordert, wenn die Verständlichkeit nicht leiden soll. Als Grundregel kann man sich merken, daß das Produkt aus unterer und oberer Frequenz-

grenze (beide in Hz eingesetzt) etwa den Wert 600000 ergeben soll. Wird beispielsweise f_o mit 2000 Hz gewählt, muß f_u bei 300 Hz liegen. Diese bewußte Einengung, zu deren Verwirklichung besondere Maßnahmen im Modulationsverstärker getroffen werden müssen, bringt sowohl für die Sendestelle als auch für die Empfangsstation, in besonderem Maße jedoch für die übrigen Bandbenutzer, also frequenzbenachbarte Funkstationen, erhebliche Vorteile.

2. DIE AMPLITUDENMODULATION

2.1 Die physikalischen Grundlagen der AM

Wie bereits erwähnt, wird bei der Amplitudenmodulation die Amplitude der Hochfrequenzschwingung durch die Niederfrequenz beeinflußt. Dabei ist die Modulation aber keineswegs eine Überlagerung der beiden Schwingungen, wie man sie beispielsweise erhielte, wenn man der einen Wicklung eines geeigneten, im geraden Teil seiner Magnetisierungskurve betriebenen Transformators die Schwingung f_{HF} und einer zweiten Wicklung die Schwingung f_{NF} zuführen würde. An einer dritten Wicklung könnte man das Frequenzgemisch abnehmen.

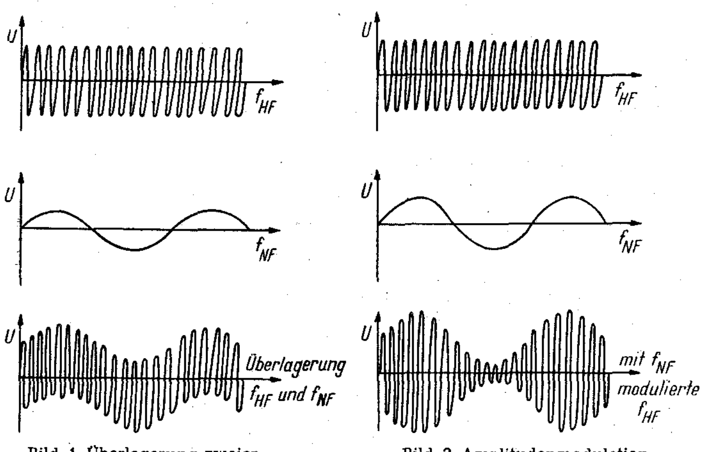


Bild 1 Überlagerung zweier Schwingungen

Bild 2 Amplitudenmodulation einer HF-Schwingung

Wie Bild 1 zeigt, folgt f_{HF} zwar dem Rhythmus von f_{NF}, die Amplitude der Schwingung f_{HF} wird aber nicht verändert.
Zur Erzielung einer Modulation sind Schaltglieder mit nichtlinearer, also mit gekrümmter Kennlinie erforderlich. Solche Schaltglieder sind Elektronenröhren und Halbleiter-Bauelemente. Bild 2 zeigt die beiden Schwingungen f_{HF} und f_{NF}, die bei-

spielsweise dem Steuergitter einer Elektronenröhre zugeführt wurden, und die modulierte Hochfrequenzschwingung, wie sie an einem im Anodenkreis der Röhre eingeschalteten Schwingungskreis auftritt. Man erkennt, daß die modulierte Schwingung in ihrer Amplitude um den Betrag U_{NF} gegenüber U_{HF} schwankt. Das Verhältnis $U_{NF} : U_{HF}$ bezeichnet man als

$$\text{Modulationsgrad} \quad m = \frac{\hat{U}_{NF}}{\hat{U}_{HF}} \text{ oder } m = \frac{\hat{U}_{NF}}{\hat{U}_{HF}} \cdot 100\ \% \qquad (1)$$

In Bild 2 verhalten sich U_{NF} zu U_{HF} wie 7 zu 10, das heißt $m = 0{,}7$ oder 70 %.

Wird U_{NF} größer als U_{HF}, treten starke Verzerrungen und andere unerwünschte Begleiterscheinungen auf, die frequenzbenachbarte Funkverbindungen stören. In diesem Falle spricht man von Übermodulation, die unter allen Umständen vermieden werden muß. Der Träger setzt bei den negativen Halbwellen von U_{NF} teilweise völlig aus.

Eine mathematische Ableitung, die von der Addition des Maximalwertes der Trägerfrequenz $\hat{U}_{HF}$ und des jeweiligen Momentanwertes der Modulationsfrequenz $u_{NF} = \hat{U}_{NF} \cdot \sin \pi t f_{NF}$ ausgeht, gibt Aufschluß über den Charakter der entstandenen modulierten Schwingung. Der Augenblickswert der modulierten Schwingung ergibt sich zu

$$u_m = (\hat{U}_{HF} + \hat{U}_{NF} \cdot \sin 2\pi t f_{NF}) \cdot \sin 2\pi t f_{HF}$$

und nach Ausrechnung sowie trigonometrischer Umformung

$$u_m = \frac{1}{2} \hat{U}_{NF} \cdot \cos 2\pi t (f_{HF} + f_{NF}) + \hat{U}_{HF} \cdot \cos 2\pi t f_{HF} + \frac{1}{2} \hat{U}_{NF} \cos 2\pi t (f_{HF} - f_{NF}). \qquad (2a)$$

In der Summe sind jetzt drei Frequenzen enthalten, das heißt, die modulierte Schwingung ist ein aus drei verschiedenen Frequenzen bestehendes Gemisch. Es besteht aus der Trägerfrequenz f_{HF} sowie den sogenannten Seitenfrequenzen $f_o = f_{HF} + f_{NF}$ (obere Seitenfrequenz) und $f_u = f_{HF} - f_{NF}$ (untere Seitenfrequenz). Bild 3a zeigt das Frequenzspektrum. Wenn in obiger Gleichung $\hat{U}_{NF}$ entsprechend Gleichung (1) durch $m \cdot \hat{U}_{HF}$ ersetzt wird, erhält man

$$u_m = \hat{U}_{HF} \cos 2\pi t f_{HF} + \frac{m}{2} \hat{U}_{HF} \cos 2\pi t (f_{HF} + f_{NF}) + \frac{m}{2} \hat{U}_{HF} \cdot \cos 2\pi t\, (f_{HF} - f_{NF}) \qquad (2b)$$

a



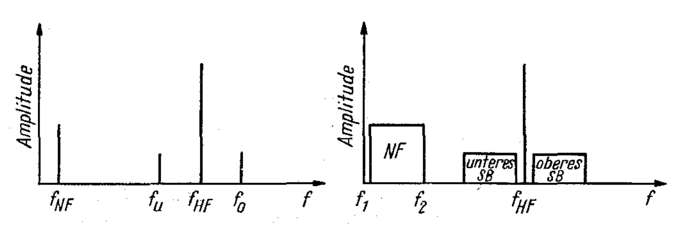


Bild 3 Frequenzspektren modulierter HF-Schwingungen

Diese theoretisch ermittelten Verhältnisse lassen sich in einfacher Weise experimentell nachweisen. Schaltet man beispielsweise einen Zungenfrequenzmesser an das Lichtnetz an, so wird er die Netzfrequenz von 50 Hz (entspricht f_{HF}) anzeigen. Wird nun die Zuleitung zum Frequenzmesser periodisch, zum Beispiel 4mal pro Sekunde unterbrochen, so schwingen außer der 50-Hz-Zunge mit geringerer Amplitude auch die Zungen für 46 Hz (entspricht f_u) und 54 Hz (entspricht f_o) (Bild 4). Praktisch wird jedoch nicht mit einer einzigen Frequenz, sondern mit einem Frequenzband (z. B. 200... 3000 Hz) moduliert, wodurch statt der beiden Seitenfrequenzen zwei Seitenbänder entstehen (Bild 3b). Ist die Trägerfrequenz $f_{HF} =$ 3700 kHz, so ergeben sich mit $f_{NF} = 200$ bis 3000 Hz die Seitenbänder $f_o = 3700{,}2$ bis 3703,0 kHz und $f_u = 3697{,}0$ bis 3699,8 kHz. Damit benötigt der Sender eine Bandbreite b von 3703 kHz bis 3697 kHz = 6 kHz. Die Bandbreite ergibt sich als die doppelte höchste Modulationsfrequenz

$$b = 2 \cdot f_{NFmax}. \tag{3}$$

Um möglichst viele Stationen auf einem gegebenen Frequenzband unterbringen zu können, verbietet sich die Anwendung einer unnötig großen Bandbreite und damit einer hohen Grenzfrequenz. Der Telefonieteil des 80-m-Amateurbandes umfaßt den Bereich von 3600 bis 3800 kHz, also 200 kHz. Würden alle Stationen die höchste Modulationsfrequenz auf 2,5 kHz und damit die Bandbreite auf 5 kHz festlegen, könnten 40 Stationen störungsfrei nebeneinander arbeiten, vorausgesetzt natürlich, daß auch der Abstand der Träger mit 5 kHz eingehalten wird.

Ersetzt man in der Gleichung (2) die Spannungen entsprechend

der Beziehung $N = \frac{U^2}{R}$ durch die Leistungen, so erhält man

$$N_m = N_{HF} + \frac{m^2}{4} N_{HFo} + \frac{m^2}{4} N_{HFu}. \quad (4)$$

Darin bedeuten N_m = gesamte abgestrahlte Leistung,
N_{HF} = Trägerleistung,
N_{HFo} = Leistung des oberen Seitenbandes,
N_{HFu} = Leistung des unteren Seitenbandes.

Aus Gleichung (4) kann man ersehen, daß bei einem Modulationsgrad von 100% (m = 1) von der Gesamtleistung 66,66% im Träger und 33,33% in beiden Seitenbändern, also nur 16,66% in jedem Seitenband stecken. Für die gesamte Seitenbandleistung ergibt sich also

$$N_{sei} = \frac{m^2}{2} N_{HF} \cdot \quad (5)$$

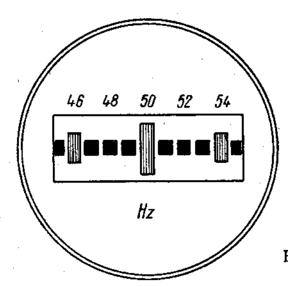


Bild 4 Zungenfrequenzmesser (Demonstration der Amplitudenmod.)

Beispiel: Ohne Modulation gibt die Endstufe eines Senders 100 W HF ab. Wie groß sind im modulierten Zustand die Seitenband- und Gesamtleistung, wenn m = 1 und wenn m = 0,5 ist?

m = 1:

$N_{sei} = \frac{1}{2} N_{HF} = \frac{100\ W}{2} = 50\ W$; **25 W** pro Seitenband (≙ $16^2/_3$%),

$N_{ges} = N_{HF} + N_{sei} = 100\ W + 50\ W =$ **150 W** (≙ 150%).

m = 0,5:

$N_{sei} = \frac{0,5^2}{2} N_{HF} = 0,125 \cdot 100\ W = 12,5\ W$;

6,25 W pro Seitenband (≙ 6%),

$N_{ges} = N_{HF} + N_{sei} = 100\ W + 12,5\ W =$ **112,5 W** (≙ 112,5%).

Aus diesem Beispiel geht hervor, daß es sehr von Vorteil ist, den Modulationsgrad nahe an 100% heranzubringen; denn in den Seitenbändern steckt der Nachrichteninhalt.
Praktisch läßt sich die Amplitudenmodulation an jeder Röhrenelektrode durchführen, die Einfluß auf den Emissionsstrom der Röhre hat. So spricht man von Anoden-, Schirmgitter-, Bremsgitter-, Steuergitter- und Katodenmodulation.

2.2 Die Anodenspannungsmodulation

Die Größe des Anodenstroms einer Triode ist abhängig von der Gitter- und der Anodenspannung. Mit Vergrößerung der Anodenspannung steigt auch der Anodenstrom. Legt man, wie Bild 5 zeigt, ans Gitter der Röhre eine feste negative Spannung

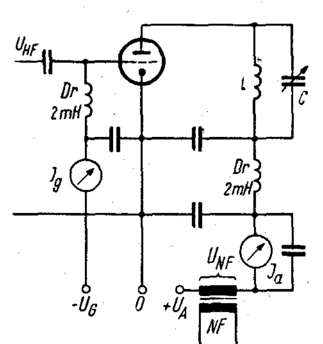


Bild 5 Anodenmodulationsschaltung

und die auszusendende Hochfrequenzspannung, an die Anode eine feste Anodengleichspannung und in Reihe dazu die Modulationsspannung, so treten im Anodenkreis der Röhre Stromimpulse auf, deren Amplituden der Modulationsspannung folgen. In Bild 6 ist die Modulationsspannung so groß, daß sie die an der Anode der Röhre wirksame Gleichspannung bei positiver Amplitude von Kurve a auf Kurve b und bei negativer Amplitude von a nach c verschiebt.
Wie mit Formel (4) und den zugehörigen Beispielen gezeigt wurde, ist bei m = 1 die abgestrahlte Leistung um 50% größer als im unmodulierten Zustand. Diese zusätzliche Leistung hat

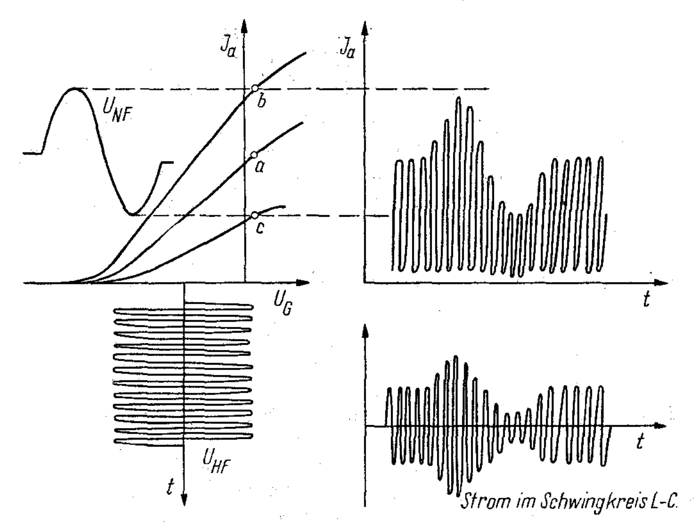


Bild 6 Wirkungsweise der Anodenmodulation

der Modulationsverstärker bereitzustellen. Bei hundertprozentiger Modulation muß deshalb die NF-Leistung an der Sekundärseite des Modulationsübertragers 50 % des PA-Inputs betragen. Analog Formel (5) gilt allgemein

$$N_{NF} = \frac{m^2}{2} N_{in} . \tag{6}$$

Da auch im Modulationsübertrager Verluste auftreten, muß die von den Modulationsröhren bereitzustellende Leistung noch etwa 10 bis 20% größer sein.

Unter dem PA-Input versteht man die Anodeneingangsleistung der Endstufe, die sich aus der Anodengleichspannung und dem Anodengleichstrom der PA-Stufe ergibt, $N_{in} = U_a \cdot I_a$. Nur ein Teil dieser Leistung (im KW-Bereich 50 bis 75 %) tritt als Nutzleistung oder Output N_{nutz} im Ausgangsschwingkreis auf; der andere Teil wird als Anodenverlustleistung Q_a in der Röhre in Wärme umgesetzt. Es ist $N_{in} = N_{nutz} + Q_a$. Für Q_a wird vom Röhrenhersteller für jede Röhre ein bestimmter Maximalwert angegeben (z. B. SRS 552 ≙ 40 W).

Meist wird in der PA-Stufe des Amateur-KW-Senders keine Triode, sondern eine Tetrode oder eine Pentode verwendet. Bei diesen Röhrentypen wird die Größe des Anodenstromes sehr stark von der Schirmgitterspannung bestimmt. Um eine wirksame Modulation zu erzielen, ist es deshalb notwendig, mit der Modulationsspannung nicht nur die Anoden-, sondern auch die Schirmgitterspannung der PA zu beeinflussen. Damit erhält man eine Modulationsart, die unter der Bezeichnung Anodenschirmgitter-Modulation bekannt ist.
Noch aus einem anderen Grunde ist die Mitmodulation des Schirmgitters erforderlich. Bei stark absinkender Anodenspannung, wie das in den negativen Modulationsspannungsamplituden der Fall ist, übernimmt das Schirmgitter, dessen Spannung konstant und größer als die im Augenblick wirksame Anodenspannung ist, einen großen Teil des Anodenstromes. Dadurch wird es überlastet. Das kann, wie bereits angedeutet, nur vermieden werden, wenn das Schirmgitter gleichphasig mit der Anode moduliert wird, aber nur soviel NF-Leistung erhält, daß die Schirmgitterspannung höchstens zwischen Null und dem doppelten Wert der festen G_2-Spannung schwankt. Wird die Schirmgitterspannung über einen Vorwiderstand R_v

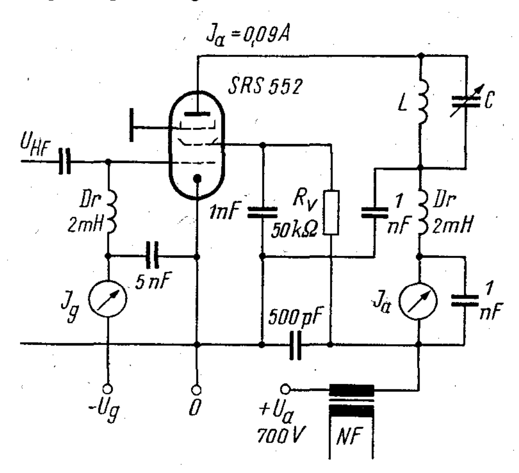


Bild 7 Schaltung für Anodenschirmgittermodulation I

der Anodenspannungsquelle entnommen, ist die Mitmodulation des Schirmgitters automatisch gegeben, sofern dieser Widerstand hinter dem Modulationsübertrager an der Anodenleitung liegt (Bild 7).

Wenn für die Schirmgitterspannung eine besondere Spannungsquelle vorgesehen ist, kann die Mitmodulation des Gitters durch eine zusätzliche Wicklung des Modulationsübertragers erfolgen. Einfacher ist es jedoch, in die Schirmgitterleitung

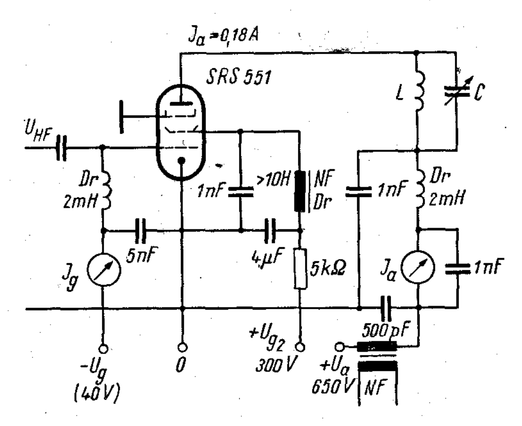


Bild 8 Schaltung für Anodenschirmgittermodulation II

eine NF-Drossel zu schalten (Bild 8). Die Modulation des Schirmgitters kommt dadurch zustande, daß die bei Modulation der Anode auftretenden Schirmgitterstrom-Änderungen in der Drossel Induktionsspannungen hervorrufen, die proportional der Modulationsspannung sind.

Bei leistungsschwachen PA-Stufen (bis etwa 15 W) kann auch die sogenannte Heising-Modulation vorteilhaft angewandt werden. Die PA- und die Eintakt-Endstufe des Modulators erhalten gemeinsam über eine NF-Drossel ihre Anodenspannung von der gleichen Spannungsquelle (Bild 9).

Bekanntlich verlangt jeder Verstärker einen bestimmten Anpassungswiderstand. Dieser beträgt bei 2 × EL 84 (Gegentakt AB) beispielsweise 8 kOhm. Der Modulationsübertrager hat

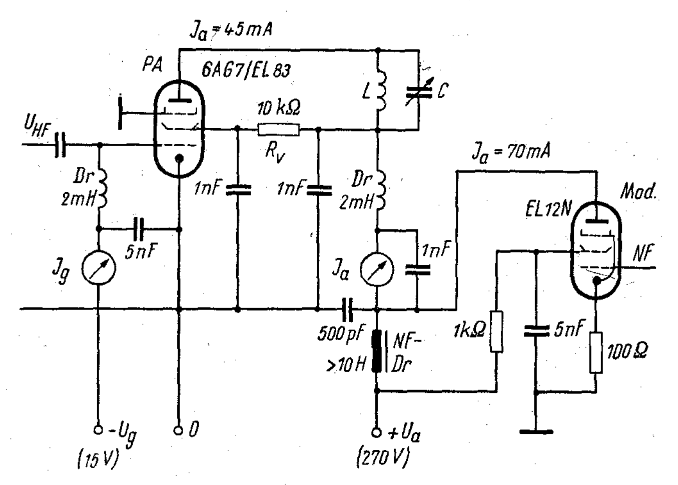


Bild 9 Anoden-Heising-Modulation

die Aufgabe, die Anpassung an die PA vorzunehmen. Zu diesem Zwecke muß der Anpassungswiderstand der PA bekannt sein. Dieser läßt sich leicht aus der Beziehung

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} \qquad (7)$$

berechnen. In der Formel stellen U_a und I_a die PA-Betriebswerte dar. Nach Bild 8 erhält man zum Beispiel für $R_a = 3600$ Ohm. Die Einstellung der PA-Stufe erfolgt bei Anodenschirmgitter-Modulation genau wie bei Telegrafiebetrieb. Man arbeitet also mit der sogenannten Oberstrichleistung. Gewöhnlich stellt man die feste Gittervorspannung so ein, daß im nichtangesteuerten Zustand der Anodenstrom = 0 ist (C-Betrieb). Die HF-Ansteuerleistung wird nun so groß gewählt, daß einige mA Steuergitterstrom (bei der SRS 552 z. B. 2 bis 3 mA) auftreten, wodurch gleichzeitig der Anodenstrom einen Maximalwert erreicht. Bei richtiger Abstimmung des Anodenkreises und richtiger Antennenanpassung treten bei Verwendung der SRS 552 etwa 100 mA auf.

Wenn der Wirkungsgrad η der PA bekannt ist (er liegt bei

richtigem Aufbau und richtiger Einstellung bei 60 ... 80%), kann man leicht ausrechnen, welcher Input der Röhre angeboten werden darf. Legt man einen Modulationsgrad von m = 1 zugrunde, ergibt sich mit der aus der Röhrentabelle entnehmbaren maximalen Anodenverlustleistung Q_a der Input zu

$$N_{in} = \frac{2\ Qa}{3\ (1-\eta)}\ .$$

Beispiel: SRS 552 mit $Q_a = 40$ W; $\eta = 0{,}7$.

$$N_{in} = \frac{2}{3} \cdot \frac{40}{0{,}3} \approx \mathbf{90\ W.}$$

2.3 Die Steuergittermodulation

Der große NF-Leistungsbedarf der Anodenmodulation veranlaßt viele Amateure, statt der Anodenmodulation eine Gittermodulation anzuwenden, für die ein sehr kleiner NF-Verstärker ausreicht. Es liegt nahe, an das Steuergitter gleichzeitig die HF-Steuerspannung und die Modulationsspannung anzulegen. Am Gitter 1 liegen dann drei Spannungen in Reihe;

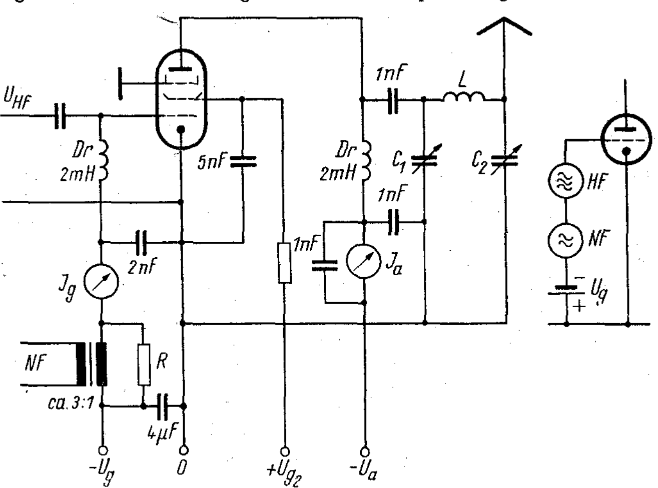


Bild 10 Schaltung für eine Steuergittermodulation

die feste negative Gittervorspannung, die HF-Steuerspannung und die Modulationsspannung (Bild 10). Geht man bei der Betrachtung der **Wirkungsweise** von der U_g-I_a-Kennlinie der Röhre aus, erkennt man, daß der Arbeitspunkt der Röhre mit HF-Ansteuerung auf die Mitte der Kennlinie gelegt werden muß (Bild 11). Dann kann mit der Modulationsspannung der gerade Teil der Kennlinie symmetrisch ausgesteuert werden. Wird das nicht beachtet, tritt eine Beschneidung der Modulationsspannungs-Amplituden auf. Starke Verzerrungen sind die Folge. Aus dieser Betrachtung läßt sich die richtige **Einstellung** der steuergittermodulierten Senderstufe ableiten. Zunächst wird ohne HF-Ansteuerung die negative Gittervorspannung so eingestellt, daß der Arbeitspunkt im unteren Knick der Kennlinie oder noch weiter links (C-Betrieb) liegt,

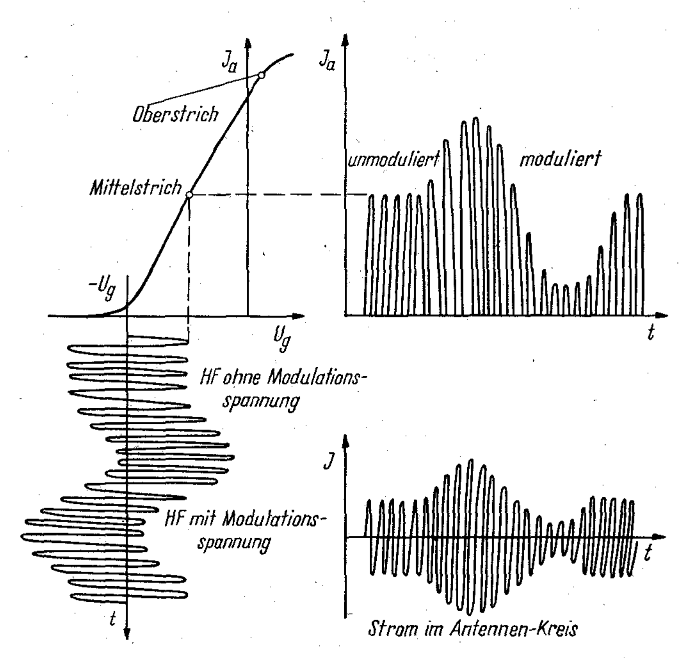


Bild 11 Wirkungsweise und Einstellung der Steuergittermodulation

so daß praktisch kein Anodenstrom fließen kann. Danach steuert man die Röhre an. Die HF-Steuerspannung darf aber nur so groß gewählt werden, daß halb soviel Anodenstrom wie bei der Oberstricheinstellung fließt. Diese Einstellung bezeichnet man als Mittelstricheinstellung. Gitterstrom wie bei Telegrafiebetrieb oder Anodenmodulation kann so natürlich nicht auftreten. Wird nun zusätzlich zur HF-Steuerspannung die Modulationsspannung an das Steuergitter gegeben, kann die Kennlinie nach beiden Seiten gleich weit ausgesteuert werden. Infolge der Kennlinienkrümmung ist eine hundertprozentige Modulation wie bei Anodenmodulation nicht möglich. Da im Interesse der Verzerrungsfreiheit nur der gerade Teil der Kennlinie ausgenutzt werden darf, kann im Höchstfalle ein Modulationsgrad von 80% erreicht werden.

Charakteristisch für die gittermodulierte Senderstufe ist die beim Modulieren auftretende Änderung des PA-Ausgangswiderstands R_a. Das hängt damit zusammen, daß beim Modulieren der Anodenstrom größer wird, die Anodenspannung jedoch konstant bleibt. Mithin sinkt der Anpaßwiderstand in den Augenblicken, wenn das Mikrophon besprochen wird. Die Antennenankopplung an den PA-Kreis müßte also im unmodulierten und im modulierten Zustand unterschiedlich fest sein. Da das technisch nicht möglich ist, muß man die optimale Anpassung der Antenne für den modulierten Zustand wählen. Das entspricht der Anpassung bei Oberstricheinstellung, was man durch eine sehr feste Ankopplung erreicht. Befindet sich in der PA-Stufe ein Collins-Tankkreis, muß man also zunächst den antennenseitigen Drehkondensator auf maximalen Antennenstrom abstimmen und ihn danach noch ein wenig weiter herausdrehen (Verkleinerung der Kapazität); damit sinkt der Antennenstrom zwar schon ab, die Antenne wird aber, wie verlangt, fester angekoppelt.

Der Modulator braucht, da kein PA-Gitterstrom fließt, keine Modulationsleistung aufzubringen. Er hat lediglich die Modulationsspannung zu liefern. Es genügt in der Modulatorendstufe bereits die kleinste verfügbare Endröhre (z. B. EL 95); selbst eine Vorröhre (EF 80, EF 14) ist ausreichend. Damit die Modulatorendstufe richtig belastet wird, ist es notwendig,

parallel zur Primärseite des Modulationsübertragers einen Ohmschen Widerstand zu schalten, der gleich dem listenmäßigen R_a-Wert sein muß (EL 95 : 10 kOhm/4 W; EL 84 : 5,5 kOhm/6 W). Natürlich kann dieser Widerstand auch parallel zur Sekundärseite des Übertragers gelegt werden. Der richtige Wert hängt dann vom Übersetzungsverhältnis des Übertragers ab:

$$R = R_a \cdot \frac{(w_s)^2}{w_p} \qquad (8)$$

Zum Beispiel $R_a = 10$ kOhm; $w_s : w_p = 2 : 1$; $R = 10$ kOhm $\cdot 4$ $=$ **40 kOhm.**

Der Wirkungsgrad einer gittermodulierten Stufe ist wesentlich kleiner als der einer anodenmodulierten. Das liegt erstens am maximal möglichen Modulationsgrad von $m = 0{,}8$ und zweitens an der notwendigen Mittelstricheinstellung. Infolge dieser Einstellung sinken der Anoden- und damit auch der Antennenstrom auf die Hälfte, die Trägerleistung entsprechend $N = I^2 \cdot R$ sogar auf ein Viertel der Oberstricheinstellung ab. Legt man das bei der Besprechung der Anodenmodulation angeführte Beispiel zugrunde, erhält man bei Verwendung einer steuergittermodulierten SRS 552 für $m = 0{,}76$
einen Input $N_{in} = 45$ W (Mittelstrich), eine Trägerleistung N_{Tr} $= 62 : 4 = 15{,}5$ W und eine Seitenbandleistung $N_{sei} = N_{Tr} \cdot \frac{m^2}{2}$ $= 15{,}5 \cdot \frac{0{,}76^2}{2} = 15{,}5 \cdot 0{,}29 = 4{,}5$ W; pro Seitenband also nur **2,25 W.**

Bei Anwendung der Gittermodulation bleibt bei sonst gleichen Bedingungen (gleiche Röhre, gleiche Spannungen usw.) nur noch $^1/_7$ der Leistung in den Seitenbändern gegenüber der anodenmodulierten Stufe. Das bedeutet auf der Empfängerseite einen Lautstärkeverlust von 1 bis 2 S-Stufen.

Setzt man die Trägerleistung N_{Tr} zur Inputleistung N_{in} ins Verhältnis, erhält man den Wirkungsgrad der auf Mittelstrich eingestellten PA-Stufe:

$$\eta = \frac{N_{Tr}}{N_{in}} = \frac{15{,}5\ \text{W}}{45\ \text{W}} = 0{,}34.$$ Er beträgt also nur noch 34%.

2.4 Die Bremsgittermodulation

Die etwas schwierige Einstellung der Steuergittermodulation, bei der drei veränderbare Größen am Steuergitter liegen, wird umgangen, wenn HF- und NF-Spannung an verschiedene Gitter einer Pentode angelegt werden. Bei der Bremsgittermodulation wird dem Steuergitter die HF-Steuerspannung und dem Bremsgitter die Modulationsspannung zugeführt (Bild 12). Wie bei Steuergittermodulation muß die Röhre auf Mittelstrich eingestellt werden. Das geschieht dadurch, daß dem Bremsgitter eine feste negative Vorspannung erteilt wird. Bei der Einstellung der Stufe geht man folgendermaßen vor:

a) Das Bremsgitter liegt an Masse (CW-Einstellung); die Steuergitterspannung wird so stark negativ gewählt, daß im nichtangesteuerten Zustand kein Anodenstrom fließt (C-Betrieb).

b) Die Röhre wird angesteuert (Taste gedrückt), wobei die Steuerspannung so groß sein soll, daß einige mA Gitterstrom

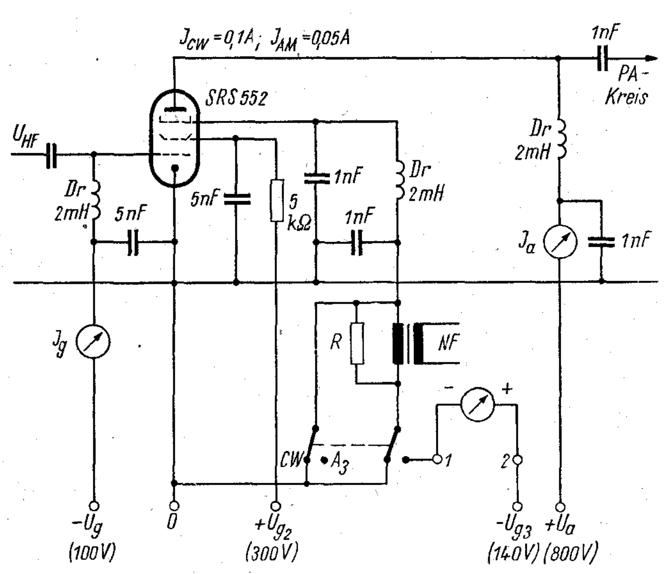


Bild 12 Schaltung für Bremsgittermodulation

auftreten. Der Anodenstrom wird jetzt bei richtiger Abstimmung des PA-Kreises und optimaler Antennenanpassung den bei CW-Betrieb auftretenden Wert angenommen haben.

c) Nun wird dem Bremsgitter eine negative Vorspannung gegeben, die so einzustellen ist, daß der Anodenstrom auf die Hälfte des unter b) erreichten Wertes zurückgeht. Bei der SRS 551 sind etwa —120 V, bei der RL 12 P 35 etwa —200 V notwendig.

d) Der Modulator wird so weit aufgedreht, daß die NF-Spannungsspitzen nicht größer als die negative Bremsgitterspannung werden können. Der günstigste Wert wird unter Zuhilfenahme eines mA-Meters gefunden, das an den Punkten 1 und 2 (Bild 12) in die Bremsgitterleitung geschaltet wird. Man pfeift ins Mikrophon und dreht den Modulationsgradregler so weit auf, daß zunächst ein kleiner Strom vom mA-Meter angezeigt wird. Nun nimmt man die Modulationsspannung so weit zurück, daß der Ausschlag des Instrumentes 0 wird. So kann man sicher sein, die Bremsgitterkennlinie voll auszunutzen, ohne die Röhre zu übersteuern.

Die Antenne wird, wie in Abschnitt 2.3 ausführlich erklärt, so fest an die PA angekoppelt, daß der Antennenstrom bereits wieder um ein Geringes abgesunken ist.

Beim Besprechen des Mikrophons darf sich der Anodenstrom in keiner Weise ändern. Veränderungen des Stromes weisen immer darauf hin, daß die Einstellung der Stufe nicht richtig erfolgt ist. Steigt I_a an, ist U_{g3} zu groß; sinkt I_a ab, ist U_{g3} zu klein. Pendelt I_a hin und her, wenn moduliert wird, liegt Übermodulation vor oder die Antenne ist falsch angepaßt. Wie bei jeder Amplitudenmodulation muß beim Modulieren der Antennenstrom jedoch ansteigen, bei hundertprozentiger Modulation auf den 1,22fachen Wert. Sinkt der Antennenstrom ab, so ist die Stufe falsch eingestellt. Man spricht dann von negativer Modulation.

Da das Bremsgitter zwischen dem positiven Schirmgitter und der Anode angeordnet ist, bewirken die negativen Halbwellen der Modulationsspannung, daß das Schirmgitter einen großen Teil des Anodenstromes übernimmt und überlastet werden kann. Das muß durch Mitmodulation des Schirmgitters ver-

hindert werden. Die Schirmgitterspannung gelangt deshalb über einen Widerstand (5 bis 10 kOhm) ans Schirmgitter. Der Schirmgitterkondensator darf keine größere Kapazität als 1 bis 5nF besitzen. Er soll nur die Hochfrequenz ableiten, ohne für die Niederfrequenz glättend zu wirken. Im allgemeinen genügt die somit gewonnene schwache Mitmodulation des zweiten Gitters.
Mit der Bremsgittermodulation ist ein Modulationsgrad von 85% erreichbar. Die Verhältnisse liegen etwas günstiger als bei der Steuergittermodulation. Modulatorleistung wird nicht benötigt. Der Modulatorausgang muß deshalb, wie unter 2.3 beschrieben, durch einen Widerstand abgeschlossen werden. Der Wirkungsgrad dieser Modulationsart entspricht mit etwa 35% dem der Steuergittermodulation. Trotzdem erfreut sich die Bremsgittermodulation mit Recht größerer Beliebtheit. Sie ist leicht einzustellen, gut zu übersehen, und die Umschaltung auf Oberstrich (CW) erfolgt lediglich durch den in Bild 12 angedeuteten Schalter. Bei dieser Umschaltung wird die Aussteuerung nicht verändert. Daß man nur Pentoden mit herausgeführtem Bremsgitter verwenden kann, versteht sich von selbst. EL 12, EL 84, EL 95 scheiden als PA für diesen Zweck aus.

2.5 Die Schirmgittermodulation

Sie unterscheidet sich von den bisher besprochenen Gittermodulationsarten nur dadurch, daß die Modulationsspannung jetzt dem zweiten Gitter einer Pentode oder Tetrode zugeführt wird (Bild 13). Um bei positiven Modulationsspitzen nicht jenseits des oberen Knickes der Kennlinie zu geraten, muß die Schirmgitterspannung so weit herabgesetzt werden, daß nur noch der halbe Anodenstrom gegenüber der CW-Einstellung fließt (Mittelstricheinstellung). Das geschieht in der im Bild 13 dargestellten Schaltung durch die Widerstände R_{g2}, R'_{g2} und R_p. Bei Oberstricheinstellung ist nur R_{g2} eingeschaltet, an dem durch den Schirmgitterstrom von $\approx$ 20 mA etwa 100 V abfallen. Am Schirmgitter liegen 400 V. Wird auf A_3 umgeschaltet, liegen R'_{g2} und R_{g2} in Reihe. Beide Widerstände werden von I_{g2} (etwa 12 mA) und dem Spannungsteiler-Querstrom I_q (unge-

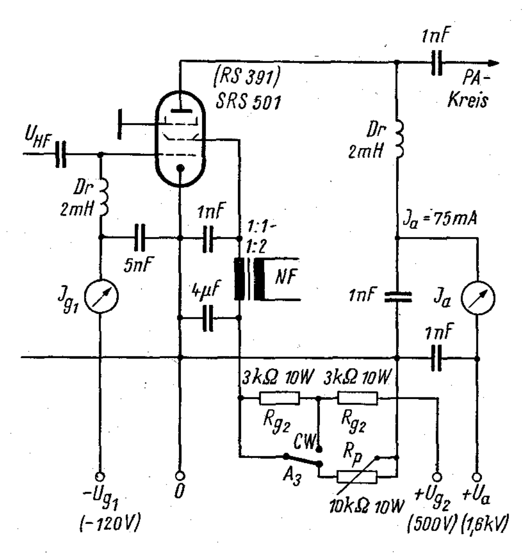


Bild 13 Schaltung für die Schirmgittermodulation

fähr 30 mA) durchflossen. Infolge des höheren Spannungsabfalles liegen nun am Schirmgitter nur noch 200 V. Die angegebenen Widerstands- und Spannungswerte gelten natürlich nur für die hier angeführte Röhre (SRS 501).

Die Modulation erfolgt nicht mehr leistungslos; denn es fließt ein Strom durch die Sekundärwicklung des Modulationsübertragers. Die notwendige NF-Leistung ist, die Übertragerverluste eingerechnet, gleich der Schirmgitter-Verlustleistung

$$N_{g2} = U_{g2} \cdot I_{g2} \qquad (9)$$

und der Anpaßwiderstand

$$R_{ag2} = U_{g2} : I_{g2}.$$

In Schaltung 13 ergeben sich für N_{g2} etwa 2,5 W und für R_{ag2} etwa 16,5 kOhm.

Im Modulator müßte als Endröhre wenigstens eine EL 84 verwendet werden.

Bild 14 zeigt eine Schirmgitter-Heising-Modulation. An die Stelle des Modulationsübertragers tritt eine einfache Netzdrossel (etwa 20 H; 500 Ohm).

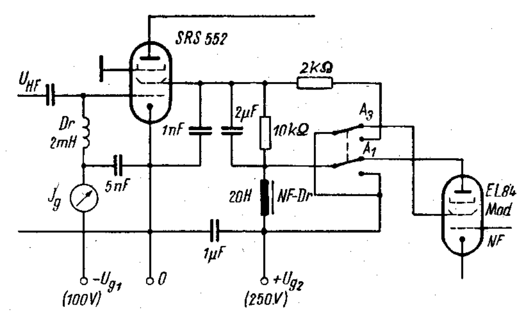


Bild 14 Schirmgitter-Heising-Modulation

Eine Abwandlung der Heising-Modulation ist im Bild 15 dargestellt. Es ist eine sogenannte Clamp-Modulation [9], die sich durch besondere Einfachheit auszeichnet. Wenn das Mikrophon besprochen wird, ändert sich der Innenwiderstand der Clampröhre (EL 84 als Triode), so daß der Spannungsabfall an den beiden in Reihe geschalteten 5-kOhm-Widerständen im Rhythmus der NF schwankt. R_g muß einmalig auf den richtigen Wert eingestellt werden. In der AM-Stellung des Schal-

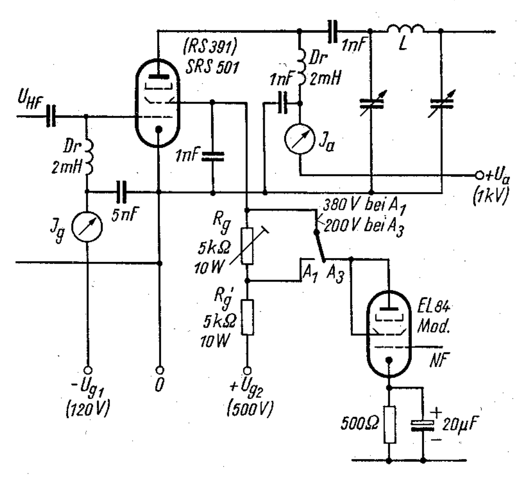


Bild 15 Clamp-Modulation

ters muß gegenüber der Oberstrich-Einstellung der halbe PA-Anodenstrom fließen. Abgestimmt wird die PA bei abgeschalteter Clampröhre, also in Stellung CW des Betriebsartenschalters.
Für Einstellung und Wirkungsgrad aller Schirmgittermodulationsarten gilt das unter 2.4 und 2.3 Gesagte. Vorteile gegenüber anderen Gittermodulationsarten weist die Schirmgittermodulation nicht auf.
Abschließend noch ein **Vergleich zwischen Anoden- und Gittermodulation:** Es sei bemerkt, daß es mit einem leistungsfähigen, aber bei vollem Input der PA für Anodenmodulation noch nicht ausreichenden Modulationsverstärker besser ist, den Input herabzusetzen und mit verminderter Sendeleistung Anodenmodulation zu fahren, als eine Gittermodulation anzuwenden.
Beträgt der CW-Input (Oberstricheinstellung) beispielsweise 120 W und steht ein 20-W-NF-Verstärker zur Verfügung, dann erhält man
bei Gittermodulation ($\eta = 33\,\%$; $m = 80\,\%$) 60 W Input; 20 W Output; 6,5 W Seitenbandleistung;
bei Anodenmodulation ($\eta = 70\,\%$; $m = 93\,\%$) 40 W Input (herabgesetzt, da nur 20 W NF vorhanden sind); 28 W Output und 12 W Seitenbandleistung.
Man sieht, daß trotz des kleineren Inputs die Anodenmodulation der Gittermodulation etwa um den Faktor 2 überlegen ist. Allgemein kann man sagen, daß die Gittermodulation erst dann der Anodenmodulation überlegen ist, wenn das Verhältnis Oberstrichleistung der PA zu NF-Leistung des Modulators größer als 10:1 und das Verhältnis Input bei Gittermodulation zum Input bei Anodenmodulation größer als 2,5 : 1 wird.

2.6 Die Katodenmodulation

Schließlich kann man den Modulationsübertrager zwischen Masse und Katode der PA-Röhre legen. Damit erhält man eine Modulationsart, die unter der Bezeichnung Katodenmodulation bekannt ist. Sie wird häufig angewendet, aber oft falsch eingestellt und bewertet. Mancher OM wird beim Nachlesen der folgenden Zeilen feststellen müssen, daß er statt mit Katoden-

modulation mit einer Abart der Steuergittermodulation mit all ihren Mängeln arbeitet. Welchen Fehler hat er gemacht? Er hat die PA-Leitung zwischen Katode und Masse aufgetrennt und dort die niederohmige Wicklung des Modulationsübertragers eingeschaltet. Da das Steuergitter HF- und NF-mäßig an Masse liegt, entspricht jede Wechselspannungsänderung zwischen Katode und Masse aber einer Steuergitter-Spannungsänderung. Rührt diese Spannungsänderung von der in der Sekundärwicklung des Modulationsübertragers auftretenden Spannung her, erfolgt praktisch die Modulation des Steuergitters, für die unbedingt Mittelstrich eingestellt werden müßte. Bei Oberstricheinstellung steuert bereits die am Gitter liegende HF-Spannung die Röhre bis zum oberen Knick der Kennlinie aus, so daß die Kurvenform der NF zumindest bei den positiven Halbwellen stark verändert wird. Der Anodenstrom kann einfach nicht weiter ansteigen, als er im unmodulierten Zustand war. Dagegen werden die negativen Halbwellen der NF den Arbeitspunkt auf der Kennlinie nach links verschieben, was sich in einem Absinken von Anoden- und Antennenstrom äußert. Die Modulation ist negativ und verzerrt. Meist werden die Verzerrungen von der Gegenstelle infolge QRM oder QSB nur nicht bemerkt. Der OM wird selbst festgestellt haben, daß er den Modulator nur wenig aufdrehen darf, und zwar nur so weit, wie zur Aussteuerung der Steuergitterkennlinie notwendig ist. Das sind je nach Röhre und Input etwa 10 bis 50 V NF-Spannung. Allerdings ändern sich um die niedrige Modulationsspannung auch die Betriebsspannungen an der Anode und an den Gittern 2 und 3, so daß eine „Allelektroden-Modulation" vorliegt. Was machen aber schon 10 bis 50 V Anodenspannungsänderung bei 300 bis 1500 V Anodenbetriebsspannung aus! Unser OM hat in der Hoffnung, eine besonders wirkungsvolle Modulation gefunden zu haben, nur den Nachteil eingehandelt, eine Gittermodulation zu fahren, die Leistung verbraucht und in keinem Punkte besser als jede andere Gittermodulation ist.

Das andere Extrem wäre, die Steuergitterleitung durch einen Kondensator niederfrequenzmäßig auf Katodenpotential zu legen und das Bremsgitter mit der Katode zu verbinden. Jede

im Modulator-Übertrager auftretende Wechselspannung beeinflußt dann nur noch die wirksame Anodenspannung. Es liegt also Anodenmodulation vor, für die die Hälfte des Inputs an NF-Leistung gebraucht wird. Dann ist es schon besser, den Übertrager in die positive Anodenleitung zu legen. Man spart Kondensatoren und erhält einwandfreie Erdungsverhältnisse.

Die dritte und ursächlich für das Verfahren gedachte Möglichkeit ist die teilweise Modulation der Anode bei gleichzeitiger Mitmodulation des Steuergitters [10]. Das geschieht durch Einschaltung einer hochohmigen Übertragerwicklung in die Katodenleitung und durch Anschluß der Steuergitterleitung

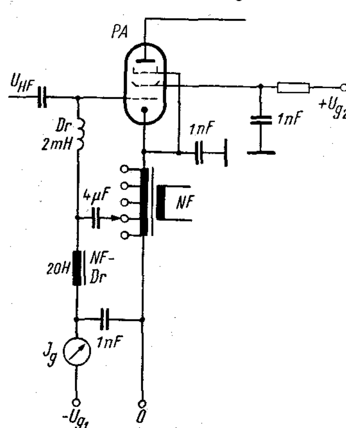


Bild 16
Katodenmodulationsschaltung. Gesamtimpedanz der Sekundärwicklung 4 kΩ. Anzapfungen bei $\frac{1}{25}, \frac{1}{16}, \frac{1}{10}, \frac{1}{6}$ der Gesamtwindungszahl von Katode aus gerechnet

unter Zwischenschaltung eines Kondensators an eine Anzapfung dieser Wicklung (Bild 16). Je nach Abstand dieser Anzapfung von der Katode wird der Gittermodulationsanteil größer oder kleiner. Je mehr Leistung man zur Verfügung hat, desto größer kann der Anodenmodulationsanteil und entsprechend kleiner der Gittermodulationsanteil sein. Mit dieser echten Katodenmodulation erhält man den besonderen Vorteil eines größeren Modulationsgrades und der ab 35% Anodenmodulationsanteil möglichen Oberstricheinstellung mit entsprechend erhöhtem Wirkungsgrad. Diese Modulationsart bedingt einen Spezialübertrager mit zahlreichen Anzapfungen, um die günstigste Einstellung experimentell ermitteln zu können.

Je nach Input und verfügbarer NF-Leistung wird der Anodenmodulationsanteil eingestellt. Dieser errechnet sich nach der Beziehung

$$p_a = \frac{2 \cdot N_{mod} \cdot 100\,\%}{N_{input}} . \qquad (10)$$

Für die Impedanz des Übertragers ergibt sich

$$Z_a = p_a \cdot \frac{U_a}{I_a \cdot 100} .$$

Stehen beispielsweise eine Endstufe mit $U_a = 900$ V; $I_a = 0{,}1$ A, also 90 W Input, und ein 20-W-Modulationsverstärker zur Verfügung, kann man einen Anodenmodulationsanteil von

$$p_a = \frac{2 \cdot 20 \cdot 100\,\%}{90} = \mathbf{44{,}5\,\%}$$

erreichen.

Die Sekundärimpedanz des Modulationsübertragers ergibt sich zu

$$Z_a = 0{,}445 \cdot \frac{900}{0{,}1} = \mathbf{4}\,\text{k}\Omega.$$

Um mindestens 35 % Anodenanteil zu erhalten (und nur von diesem Werte an lohnt sich die Anwendung der Katodenmodulation), braucht man eine NF-Leistung von wenigstens 18 % des Inputs.

Der Wirkungsgrad liegt zwischen dem der gitter- und der anodenmodulierten Stufe. Er kann größenordnungsmäßig nach folgender empirischer Formel ermittelt werden:

$$\eta_K \approx \left(33 + 3{,}7 \sqrt{p_a}\right) \% \qquad (11)$$

Für umstehendes Beispiel ($p_a = 44{,}5\,\%$) erhält man einen Wirkungsgrad von $\eta_K \approx \left(33 + 3{,}7 \sqrt{44{,}5}\right) \% \approx \mathbf{58\,\%}$.

Mit 35 % Anodenmodulationsanteil wird der Wirkungsgrad etwa 55 %.

Die Einstellung der katodenmodulierten Senderstufe erfolgt für $p_a > 35\,\%$ wie bei Anodenmodulation (Oberstricheinstellung) und für $p_a < 35\,\%$ wie bei einer steuergittermodulierten Stufe (Mittelstrich).

Kriterien für die richtige Einstellung sind immer

1. einwandfreie Modulationsqualität (Rapport der Gegenstelle),
2. beim Modulieren ansteigender Antennen-, aber konstant bleibender PA-Anodenstrom.

Diese Regeln gelten für alle bisher beschriebenen Amplitudenmodulationsarten. Anders liegen die Verhältnisse nur bei trägersteuernder Modulation, Taylor-Modulation und bei SSB-Betrieb.

2.7 Trägersteuernde Modulation

Der große NF-Leistungsbedarf bei der Anoden- und Katodenmodulation einerseits und der geringe Wirkungsgrad aller Gittermodulationsarten andererseits haben die Amateure veranlaßt, nach einer Modulationsart zu suchen, die geringen NF-Leistungsbedarf und guten Wirkungsgrad in sich vereinigt. Eine brauchbare Lösung dieses Problems stellt die sogenannte trägersteuernde Modulation dar, die vor etwa 30 Jahren von Harbich, Pungs und Gerth unter der Bezeichnung Hapug-Modulation für die Anwendung im kommerziellen Großsenderbau vorgeschlagen und teilweise auch verwendet wurde. Mit dieser Modulationsart soll erreicht werden, daß die jeweilige Trägerleistung automatisch der NF-Amplitude angepaßt wird und sich damit ein Modulationsgrad von ständig 100% einstellt. Da immer nur soviel Trägerleistung aufgewendet wird, wie für die hundertprozentige Modulation des Trägers notwendig ist, ergibt sich ein äußerst ökonomischer Betrieb; damit ist es möglich, die PA-Stufe und ihre Stromversorgungseinrichtung für intermittierenden Betrieb auszulegen. Um die genannten Forderungen zu erfüllen, muß die zweckmäßigerweise am Schirmgitter modulierte PA durch eine vom Modulator gesteuerte Automatik in ihrer Leistung geregelt werden. Bild 17 zeigt die letzten Stufen eines entsprechenden Modulators. Röhre 1 ist die letzte NF-Stufe des Modulationsverstärkers, die als Triode geschaltet und in üblicher Weise transformatorisch an das Schirmgitter der PA angekoppelt ist. Röhre 2 erhält eine durch P_1 regelbare NF-Spannung zugeführt. Diese wird nach Verstärkung in Röhre 2 und Gleichrichtung in G 1 als Steuergleich-

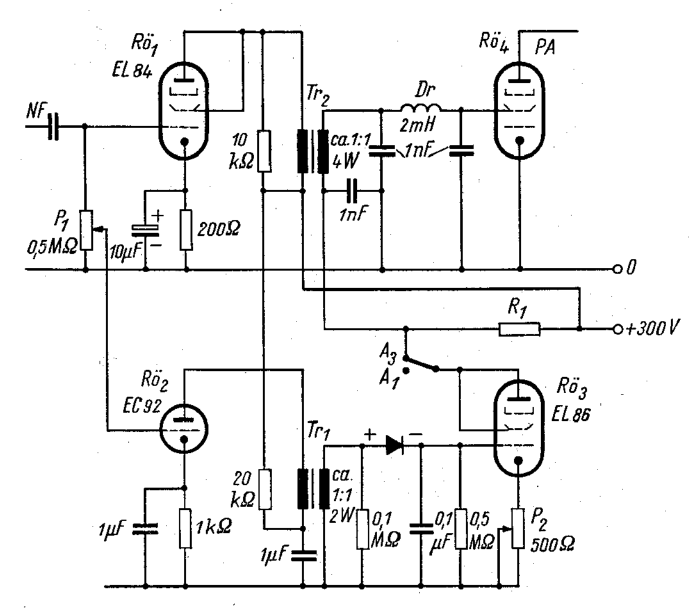


Bild 17 Trägersteuernde Schirmgittermodulation (Prinzip)

spannung Röhre 3 zugeführt. Im nichtangesteuerten Zustand fließt durch Röhre 3 ein verhältnismäßig großer Anodenstrom, der an R_1 einen entsprechenden Spannungsabfall hervorruft; die PA erhält nur eine kleine Schirmgitterspannung, der Input ist gering. Wird das Mikrophon besprochen, sperrt die Steuerspannung Röhre 3 mehr oder weniger, der Spannungsabfall an R_1 wird geringer, womit als Folge der nunmehr größeren Schirmgitterspannung der PA auch der Input zunimmt. Diese Inputänderung erfolgt proportional der NF-Spannung. Da der Anodenstrom praktisch bis zum Oberstrichwert ansteigen darf und immer mit nahezu 100% ausmoduliert wird, erhält man der Anodenmodulation ähnliche Leistungsverhältnisse. Der Aufwand ist dagegen gering. Die notwendige NF-Leistung ist nicht größer als bei Schirmgittermodulation.

Das sogenannte Trägerrestverhältnis $p = \frac{\text{Trägerreststrom}}{\text{Trägerstrom bei Mod.}}$

soll im Interesse guter Lesbarkeit der Modulation nicht kleiner als etwa 0,4 sein, das heißt, der Anodenstrom der PA darf beispielsweise zwischen 40 mA (unmoduliert) und 100 mA (vollmoduliert) schwanken. Mit P_2 stellt man im nichtmodulierten Zustand I_{min} (z. B. 40 mA) und mit P_1 bei Modulation I_{max} (z. B. 100 mA) ein. Ein zu kleines Trägerrestverhältnis, also ein zu großer Unterschied zwischen I_{min} und I_{max}, erzeugt im Empfänger der Gegenstation merkliche Verzerrungen. Diese rühren von der quadratischen Gleichrichtung des Demodulators her; es findet eine Dynamikexpansion statt. Ferner kann der Schwundausgleich eine weitere Dynamikverzerrung hervorrufen. Der Empfangsstelle ist deshalb anzuraten, den Schwundausgleich abzuschalten.

So vorteilhaft die trägersteuernde Modulation hinsichtlich des Aufwands ist, besitzt sie doch einen nicht zu unterschätzenden Mangel. Der Anpaßwiderstand der PA ändert sich mit der Modulationstiefe. Bei $U_a = 1$ kV, $I_{min} = 40$ mA und $I_{max} = 100$ mA schwankt dieser zwischen 25 und 10 kOhm. Die Antennenanpassung kann jedoch nur auf einen dieser Werte richtig vorgenommen werden. Es ergibt sich also zwischen lauten und leisen Modulationsstellen ein erheblicher Anpaßfehler, der wiederum Wirkungsgrad- und Reichweitenminderung sowie BCI und TVI zur Folge hat. Auch aus diesem Grunde verbietet sich die Einstellung eines zu kleinen Trägerrestverhältnisses. Die Erfahrung hat gezeigt, daß alle trägersteuernden Modulationen rein akustisch im Empfänger meistens als zu schwach moduliert erscheinen.

Es sind Schaltungen entwickelt worden, die bei praktisch gleicher Wirkung einen geringeren materiellen Aufwand erfordern als die Schaltung nach Bild 17. In der Schaltung nach Bild 18 übernimmt Röhre 2 sowohl die Modulation als auch die Trägersteuerung. Mit R_1 wird I_{min} eingestellt.

Bild 19 zeigt eine ganz einfache Schaltung für trägersteuernde Schirmgittermodulation [11]. Eine Einstellmöglichkeit für das günstigste Trägerrestverhältnis fehlt. Für orientierende Versuche ist die Schaltung jedoch rasch aufgebaut. Die Schirmgitterspannung schwankt zwischen Null (ohne Modulation) und einem Maximalwert, der durch die gleichgerichtete NF gegeben ist.

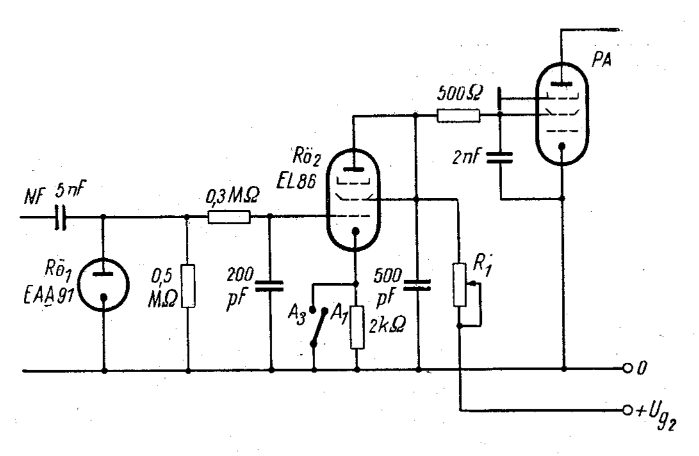


Bild 18 Trägersteuernde Schirmgittermodulation I

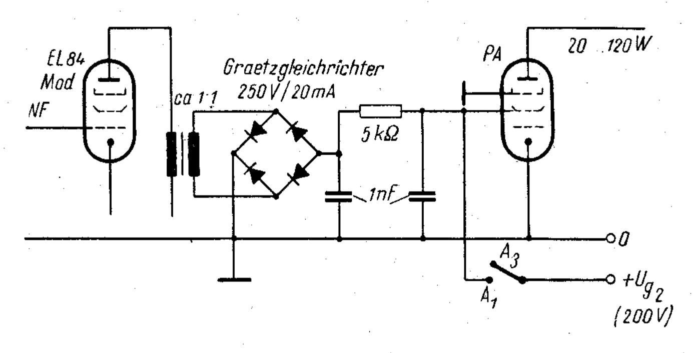


Bild 19 Einfachste trägersteuernde Schirmgittermodulation

Schließlich wird in Bild 20 eine Schaltung gezeigt, die von W. Diefenbach in [12] ausführlich beschrieben wird. Die Schaltung weist eine Reihe wesentlicher Vorzüge auf. Es lassen sich Endstufen bis etwa 250 W Input ausmodulieren. Mit P_2 wird I_{min} (etwa 30% des Oberstrichwerts) eingestellt. Durch entsprechende Einstellung von P_1 kann das Signal leicht geclippt und damit die Wirksamkeit merklich gesteigert werden. Von besonderem Vorteil ist der Verzicht auf einen Modulations-

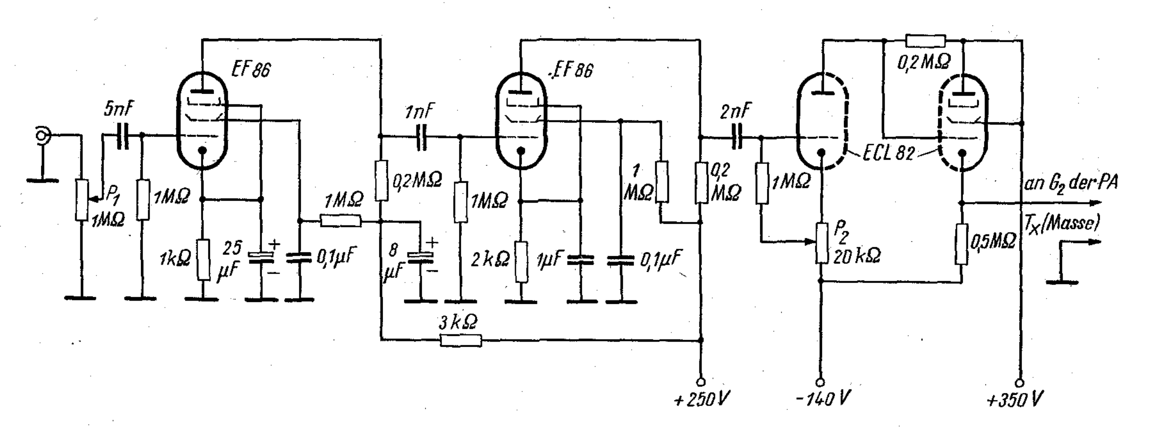


Bild 20 Trägersteuernde Schirmgittermodulation ohne Modulationsübertrager

P_2 so einstellen, daß Ia der PA etwa $^1/_6$ des Oberstrichwertes wird.
G_2 der PA wird mit 1nF abgeblockt; die G_2-Spannung erhält es über ECL 82

übertrager und der minimale Stromverbrauch. Für die Modulationseinrichtung werden außer der Heizleistung nur einige mA Anodenstrom benötigt. Vergleicht man den Aufwand mit der erzielbaren Wirkung, so kann man mit Recht von einer ökonomisch sehr günstigen Modulatorschaltung sprechen.

2.8 Vorstufen- und Taylor-Modulation

Im Amateursender wird die Vorstufenmodulation wegen ihres geringen Wirkungsgrades und der Notwendigkeit des Linearbetriebes der Endstufe kaum angewendet. Es sei deshalb auf die Wiedergabe spezieller Schaltbeispiele verzichtet. Meist wird die Treiberstufe nach einer der bekannten Schaltungen moduliert und die so erhaltene, modulierte HF-Steuerspannung der PA-Stufe zugeführt. Die PA muß im A-oder B-Betrieb arbeiten. Da die Stufe auf Mittelstrich eingestellt werden muß, entsprechen die Aussteuerungsverhältnisse weitgehend der Steuergittermodulation. Vorteile bringt diese Modulationsart für den Amateurbetrieb nicht. In SSB-Filtersendern tritt sie auf, wenn der Träger hinter dem Seitenbandfilter wieder zugesetzt wird. Die Suche nach wirkungsvollen, ökonomisch günstigen Modulationsarten hat eine Anzahl Schaltungen hervorgebracht, denen man teilweise Eigenschaften zuschrieb, die fast an Wunder grenzten. Bald hat aber auch die Praxis gezeigt, daß die Leistungsfähigkeit der Anodenmodulation, wie die Theorie längst bewiesen hatte, nicht erreicht wurde, Arbeitsweise, Aufbau und Einstellung aber meist schwierig und kritisch waren. Dem belesenen Amateur dürfte hingegen die Bezeichnung Taylor-Modulation [13], [14] bekannt sein. Sie führt zu durchaus brauchbaren Erfolgen.
Bild 21 zeigt das Prinzip einer solchen Modulationsschaltung. Obwohl sie auf die Steuergittermodulation zurückgeht, erlaubt sie einen Modulationsgrad von nahezu 100%. Das wird durch eine Hilfsröhre (Röhre 2) vom gleichen Typ wie die PA-Röhre (Röhre 1) erreicht. Röhre 2 wird in der Mitte des Tankkreises angekoppelt. Die Hilfsröhre erhält eine doppelt so große Gittervorspannung wie die PA-Röhre. Ohne HF-Ansteuerung muß Röhre 1 einige mA, die Hilfsröhre keinen Anodenstrom ziehen.

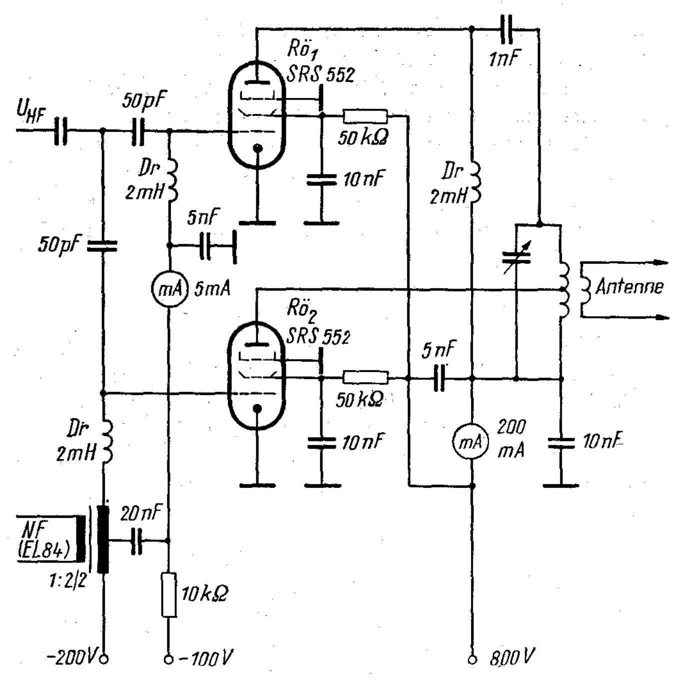


Bild 21 Schaltung für eine Taylor-Modulation

Wird angesteuert, soll Röhre 1 einen Gitterstrom von 2 mA und Röhre 2 einen Anodenstrom von etwa 10 mA aufweisen. Beim Modulieren steigt der Anodenstrom von Röhre 2 bis auf den Listenwert (z. B. 100 mA) an.

Die Funktion der Modulationsanordnung ist, kurz gesagt, folgende: Im angesteuerten Zustand, jedoch ohne Modulationsspannung, arbeitet Röhre 1 in Oberstricheinstellung, während Röhre 2 infolge der großen negativen Gittervorspannung nahezu gesperrt ist. Wird moduliert, so heben die positiven NF-Amplituden am Gitter von Röhre 2 die negative Vorspannung weitgehend auf, so daß diese Röhre bis zu ihrem Oberstrichwert aufgeregelt wird. An der Leistungsaufnahme von Röhre 1 ändert sich praktisch nichts, da diese Röhre bereits in Oberstrich-

einstellung arbeitet. Die negativen NF-Halbwellen sperren Röhre 2 vollständig und lassen die Eingangsleistung von Röhre 1 auf nahezu 0 absinken. Da, wie man erkennt, beim Modulieren der Input der Endstufe zwischen nahezu 0 und dem doppelten Ruhewert schwankt, liegt trotz der minimalen notwendigen Modulationsleistung der Modulationsgrad bei 100%. Um auch hier Übermodulation zu vermeiden, sollten entsprechende Begrenzeranordnungen im Modulationsverstärker angeordnet werden.

Die Ankopplung der Hilfsröhre 2 an die Mitte der Tankkreisspule ist aus Anpassungsgründen erforderlich. Nachteilig bei dieser Modulationsschaltung ist die angezapfte Tankkreisspule, die bei Bandwechsel ausgetauscht oder durch eine komplizierte Einrichtung umgeschaltet werden muß.

Die Taylor-Modulation existiert in mehreren Varianten. So kann die Modulation statt am Steuergitter auch am Schirmgitter erfolgen [14].

3. DIE FREQUENZ- UND PHASENMODULATION

3.1 Das Prinzip der Frequenzmodulation

Bei der Frequenzmodulation bleibt die Amplitude der abgestrahlten Welle absolut konstant. Dafür wird aber die Frequenz des Trägers im Takte der niederfrequenten Modulationsspannung um einen bestimmten Betrag, den sogenannten Frequenzhub, verschoben.
Im Bild 22 sind unmodulierte HF, modulierende Niederfrequenzspannung und das frequenzmodulierte Signal dargestellt. Der Betrag des Frequenzhubs wird durch die Größe der Modulationsspannung bestimmt. Je weiter also der NF-Regler des Modulationsverstärkers aufgedreht wird, desto größer ist auch der Frequenzhub. Die Frequenz der Modulationsspannung hat keinen Einfluß auf den Hub, sie bestimmt nur den Rhythmus der Frequenzschwankungen.
Von einem Modulationsgrad wie bei der AM kann nicht gesprochen werden. Da der Hub die Bandbreite des Sendesignals beeinflußt, verbietet sich die Anwendung eines unnötig großen Hubes. Der Gesetzgeber legte deshalb in den Paragraphen 12 und 13 der Amateurfunkverordnung den sogenannten Modu-

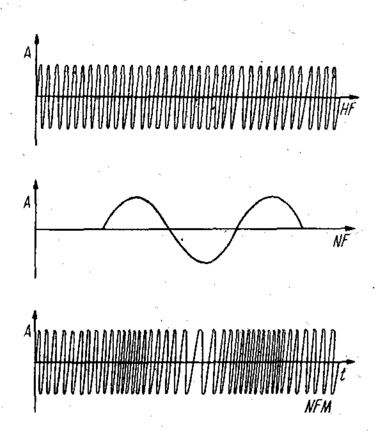


Bild 22 Prinzip der Frequenzmodulation

lationsindex auf maximal eins fest. Unter dem Modulationsindex $\Delta\Phi$ versteht man das Verhältnis von Frequenzhub ΔF zur maximalen Modulationsfrequenz f_{NFmax}:

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta F}{f_{NFmax}} \tag{12}$$

Wird beispielsweise ein Träger von 3700 kHz mit einem konstanten Ton von 2,5 kHz bei einem Modulationsindex von 0,8 moduliert, so ergibt sich ein Hub

$$\Delta F = \Delta\Phi \cdot f_{NFmax} = 0{,}8 \cdot 2{,}5 \text{ kHz} = 2 \text{ kHz};$$

das heißt, die Trägerfrequenz wird entsprechend der NF pro Sekunde 2500mal um $\pm$ 2 kHz verschoben; sie ändert sich also 2500mal in der Sekunde zwischen 3698 kHz und 3702 kHz. Bei einem Modulationsindex von > 1 spricht man von Breitband-Frequenzmodulation. Sie wird beim UKW-Rundfunk angewendet. Der Amateur arbeitet mit Schmalband-Frequenzmodulation (NFM). Die Bandbreite, die der Sender beansprucht, ist bei der NFM größer als die doppelte höchste Modulationsfrequenz. Außer den uns bereits bekannten Seitenbändern $f_{HF} + f_{NF}$ und $f_{HF} - f_{NF}$ treten, allerdings mit wesentlich geringerer Amplitude, eine Reihe von Seitenfrequenzen auf, die ganzzahlige Vielfache der Modulationsfrequenz sind und symmetrisch zum Träger liegen. Je kleiner der Modulationsindex ist, desto schwächer sind auch diese Seitenschwingungen höherer Ordnung. Wenn $m \leqq 0{,}5$ ist, werden diese Seitenschwingungen so schwach, daß sie vernachlässigt werden können. Dann kann man als Bandbreite wie bei der AM die doppelte höchste Modulationsfrequenz ansetzen; in unserem Beispiel also $2 \cdot 2{,}5$ kHz $= 5$ kHz.

Im Interesse kleiner Bandbreite müssen also der Modulationsindex auf < 1 und das zu modulierende Frequenzband wie bei AM so schmal wie möglich gehalten werden.

Die NFM hat gegenüber der AM einige Vorteile, die ihre Anwendung im Amateursender rechtfertigt. Da keine Amplitudenschwankungen auftreten, entfällt auch die dadurch bedingte Störung in der Nachbarschaft aufgestellter Rundfunk- und Fernsehempfänger. Die durch die große Feldstärke hervorgerufene Übersteuerung der ersten Stufe des Rundfunk- oder Fernsehgeräts wird natürlich nicht vermieden. Diese läßt

sich aber meist durch einen dem gestörten Empfänger vorgeschalteten Hochpaß, der alle Frequenzen unter etwa 30 bis 40 MHz sperrt, beseitigen. Störungen auf dem Mittelwellenband können mit diesem Hochpaß natürlich nicht abgestellt werden, er wirkt nur auf UKW.

Der NF-Leistungsbedarf ist so gering wie bei der Steuergittermodulation. Man kommt also mit einem leistungsschwachen NF-Verstärker aus. Ferner kann der Sender wie bei CW-Betrieb in Oberstricheinstellung gefahren werden.

Als bedingter Nachteil kann nur die Tatsache gewertet werden, daß viele Empfangsstationen nicht die optimale Einstellung an ihrem Empfänger zur Aufnahme der NFM finden und dadurch das Signal verzerrt oder leise aufnehmen. Wie später gezeigt wird, ist bei sorgfältiger Einstellung auf die Flanke der Durchlaßkurve des Empfängers auch ohne speziellen NFM-Demodulator brauchbarer Empfang frequenzmodulierter Signale möglich. Wie die Theorie zeigt [15], liegen hinsichtlich der Seitenbandleistung ähnliche Verhältnisse wie bei einer Gittermodulation vor. Je nach Modulationsindex beträgt die Seitenbandleistung 5 bis 20 % der Trägerleistung.

Die Frequenzmodulation wird in der frequenzbestimmenden Stufe des Senders, im Oszillator, vorgenommen. Alle anderen Stufen des Senders werden wie für Telegrafiebetrieb eingestellt. Die PA arbeitet in Oberstrichbetrieb. Alle Kreise in den Verdoppler-Stufen und der PA müssen sorgfältig auf Resonanz eingestellt werden, weil anderenfalls infolge der auf der Resonanzflanke des betreffenden Kreises hin und her pendelnden Frequenz eine unerwünschte Amplitudenänderung und damit Amplitudenmodulation erfolgen würde. Ein wichtiges Charakteristikum der richtigen Einstellung des Senders für FM-Betrieb ist mit der schwankungsfreien Anzeige sämtlicher Meßinstrumente des Senders, besonders des Gitter-, Anoden- und Antennenstrominstruments gegeben. Zu beachten ist, daß bei Vervielfachung der Oszillatorfrequenz der Frequenzhub in gleichem Maße mit vervielfacht wird. Schwingt der Oszillator beispielsweise auf 3,5 MHz und soll mit einem Frequenzhub von 2,5 kHz auf 28 MHz gearbeitet werden, so darf im Oszillator der Hub nur $2{,}5 : 8 = 0{,}31$ kHz betragen.

Auch wenn der Hub, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben wird, gemessen und einreguliert wurde, muß man bei den ersten Versuchen die Einstellung nach den Rapporten der Gegenstationen korrigieren. Bei zu großem Hub treten starke Verzerrungen auf, die bestimmt kritisiert werden. Die allererste Grundeinstellung gewinnt man durch Abhören des auf eine künstliche Antenne (z. B. Glühlampe) arbeitenden Senders im eigenen Empfänger.

Phasenmodulation unterscheidet sich in Struktur und Wirkung nicht von der Schmalbandfrequenzmodulation. Lediglich ihre Erzeugung erfolgt im Sender an anderer Stelle, nämlich in einer dem Oszillator folgenden Stufe. Meist wird dazu der erste Verdoppler benutzt, wenn nicht ein spezieller Phasenmodulator vorgesehen ist.

3.2 Methoden zur Erzeugung frequenzmodulierter Signale

3.21 Erzeugung mit einem Kondensatormikrophon

Im einfachsten Falle, den der Amateur aber kaum anwendet, bildet die Kapazität eines Kondensatormikrophons einen Teil

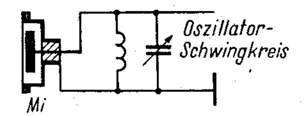


Bild 23 Frequenzmodulation mit Kondensatormikrophon

der Schwingkreiskapazität des Oszillators. Wird das Mikrophon besprochen, ändert sich dessen Kapazität und entsprechend die Oszillatorfrequenz. An dieser einfachen Schaltung (Bild 23) kann man sich den Vorgang der Frequenzmodulation leicht klarmachen. Die Lautstärke beeinflußt die Kapazitätsänderung und damit die Frequenzverschiebung.

3.22 „Jedermann"—NFM

Da die Kapazitätsänderung des Kondensatormikrophons sehr klein ist, muß man andere Möglichkeiten der durch die Modulationsfrequenz gesteuerten Kapazitätsänderung suchen. So kann man beispielsweise einen Teil der Schwingkreiskapazität

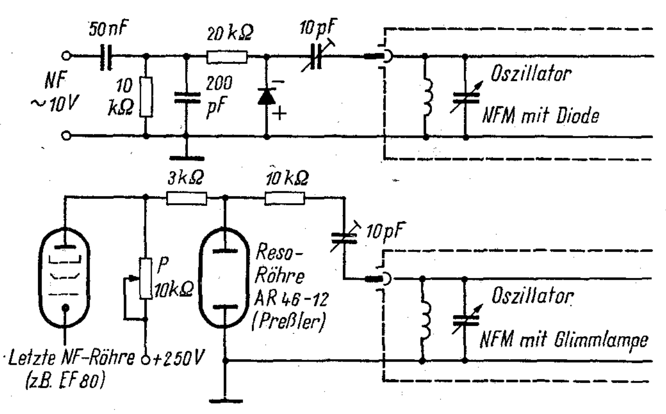


Bild 24 „Jedermann"-Frequenzmodulationsschaltungen

mit einem Widerstand, dessen Größe von der Modulationsspannung beeinflußt wird, in Reihe schalten. Mit kleiner werdendem Widerstand wird der Einfluß der mit ihm in Reihe geschalteten Teilkapazität auf den Schwingungskreis größer, die erzeugte Frequenz wird kleiner und umgekehrt. Solche steuerbaren Widerstände hat man mit der Elektronenröhre, deren Innenwiderstand durch Änderung der Steuergitterspannung beeinflußt wird, in der Glimmlampe oder mit der Röhren- beziehungsweise Germaniumdiode (Bild 24). Nachteilig bei dieser Schaltung ist, daß sich kein symmetrischer Hub ergibt. Die Folge davon sind Verschiebungen der Grundfrequenz und damit im Empfänger auftretende Verzerrungen, die die Lesbarkeit herabsetzen.

3.23 Erzeugung mit Reaktanzröhre

Eine Elektronenröhre kann so geschaltet werden, daß sie sich ähnlich wie ein Blindwiderstand (Kapazität oder Induktivität) verhält. Jeder Blindwiderstand ist durch die an seinen Anschlüssen auftretende Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung gekennzeichnet. Bei der Induktivität eilt die Spannung dem Strom voraus, bei der Kapazität ist es umgekehrt. Nun ist es leicht möglich, zwischen Anodenspannung und Anodenstrom einer Röhre eine ähnliche Phasendifferenz

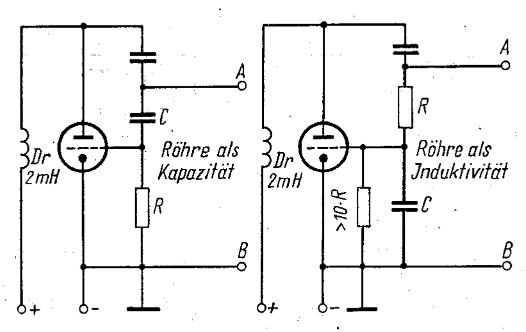


Bild 25 Impedanzröhrenschaltungen

auftreten zu lassen, wenn das Steuergitter in entsprechender Weise beeinflußt wird. Dazu wird zwischen Anode und Katode der Röhre ein Spannungsteiler geschaltet, der aus einer Reihenschaltung eines rein Ohmschen und eines Blindwiderstands (meist einer Kapazität) besteht. An der Verbindungsstelle der beiden Widerstände ist das Steuergitter der Röhre angeschlossen. Liegt der Kondensator zwischen Anode und Gitter, so wirkt die Röhre wie eine Kapazität. Liegt der Kondensator dagegen zwischen Gitter und Katode (Bild 25), so verhält sie sich wie eine Induktivität. Der Wert dieses durch die Röhre gebildeten Blindwiderstands (C′ bzw. L′) ist abhängig von R, C und der Steilheit S der Röhre:

$$C' = \frac{R \cdot C \cdot S}{1000} \text{ bzw. } L' = \frac{R \cdot C}{S \cdot 1000}$$

R in Ω; C in pF; L′ in mH;
S in mA/V; C′ in pF

In der Praxis wird durch die Modulationsspannung die Steilheit und damit der Wert der Reaktanz C′ beziehungsweise L′ geändert. An den Punkten A und B ist der Oszillatorschwingkreis angeschlossen, dessen Resonanzfrequenz durch die Reaktanzröhre beeinflußt wird; es erfolgt Frequenzmodulation. Besitzt der Oszillator kapazitive Abstimmung, was im Amateursender meist der Fall ist, nutzt man die induktive Wirkung der Reaktanzröhre aus. Der Frequenzhub ist dann unabhängig von der Drehkoeinstellung des Oszillators.
Bild 26 zeigt eine vollständige Schaltung mit einer als induktiver Blindwiderstand arbeitenden Pentode. R_k wird so ge-

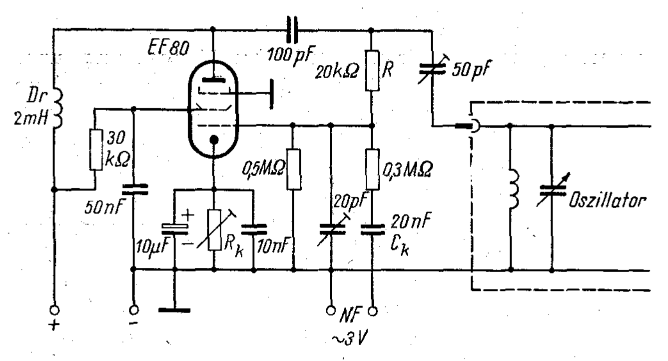


Bild 26 Frequenzmodulationsschaltung mit einer Pentode

wählt, daß der Arbeitspunkt der Röhre genau in der Mitte der Kennlinie liegt (EF 14 etwa 300 Ohm, 6 AG 7 etwa 350 Ohm, EF 80 etwa 200 Ohm). Dieser Widerstand ist kritisch, da bei falscher Wahl des Arbeitspunktes Verzerrungen entstehen. In Abschnitt 3.3 wird erklärt, wie der richtige Widerstandswert experimentell gefunden werden kann.
Besser als Pentoden eignen sich Hexoden (ECH 81). HF- und NF-Teil sind voneinander getrennt. Bild 27 zeigt, wie der Hexodenteil einer ECH 81 als Reaktanzröhre und der Trioden-

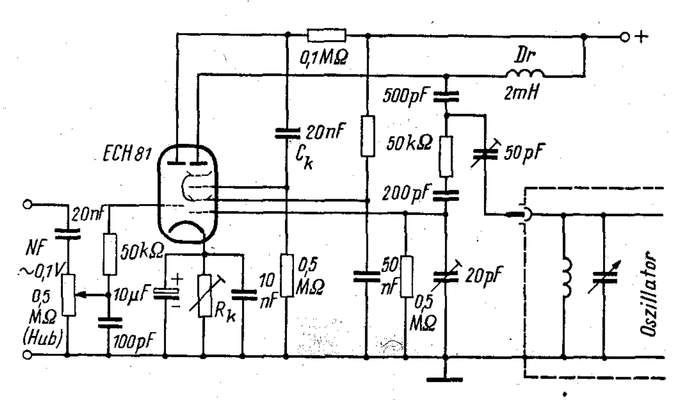


Bild 27 Frequenzmodulationsschaltung mit einer Triode-Hexode

teil zur NF-Verstärkung verwendet werden können. Die NF-Verstärkung mit der Triode reicht bei Verwendung eines Kohlemikrophons aus. Ein Kristallmikrophon muß eine weitere NF-Verstärkerstufe, am besten mit der EF 86, erhalten. Der Frequenzhub wird durch den Lautstärkeregler des Modulationsverstärkers eingestellt.

3.24 Erzeugung der NFM durch Steuerung des Stromflußwinkels eines Kondensators

Die im Abschnitt „Jedermann"-NFM beschriebenen Schaltungen haben den Nachteil, daß der Frequenzhub selten genau symmetrisch eingestellt werden kann. Die Reaktanzröhren bringen häufig eine Brummodulation und durch den verhältnismäßig großen Ankopplungskondensator zum Oszillator eine erhebliche Unstabilität mit sich. Auch ist der Aufwand ziemlich groß. Eine Schaltung, die diese Nachteile nicht besitzt, wohl aber die Vorzüge der bisher beschriebenen, wurde 1952 von R. Otto entwickelt und in [16] erklärt. Der Aufwand ist denkbar gering: 2 Germaniumdioden, 3 Blockkondensatoren und 2 Widerstände (Bild 28).

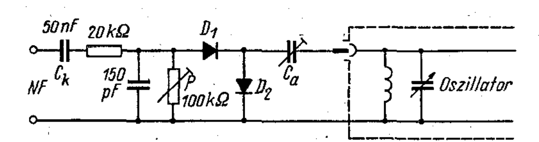


Bild 28 Frequenzmodulationsschaltung mit zwei Dioden

NF-Spannung:	80 m-Band ca. 8 V
	40 m-Band ca. 4 V
D_1, D_2 = OAA 646	20 m-Band ca. 2 V
	14 m-Band ca. 1,5 V
Ca = 2509 AK	10 m-Band ca. 1,0 V

Der günstigste Wert für C_a liegt zwischen 2 und 10 pF und ist von der Schwingkreiskapazität C_0 und dem Frequenzbereich f_0 des Oszillators abhängig. Als Richtwerte seien genannt:

(f_0 = 1,75 — 1,90 MHz)

C_0 = 200 300 400 500 600 700 800 pF

C_a = 2,5 3,0 3,5 3,7 4,0 4,2 4,5 pF

Sehr kritisch ist die Größe des Widerstands P. Er muß in folgender Weise mit größter Sorgfalt eingestellt werden; von der

Exaktheit dieser Einstellung hängt die Symmetrie und damit die Qualität der Modulation ab.
Der Oszillatordrehko wird auf Bandmitte eingestellt. Nun wird die FM-Schaltung ohne P mit dem Oszillatorkreis verbunden und mit dem Frequenzmesser die Oszillatorfrequenz festgestellt (z. B. 3710 kHz). Danach wird anstelle von P ein Draht eingelötet oder mittels Krokodilklemmen angeklemmt und die Frequenz erneut gemessen (z. B. 3696 kHz). Der Kurzschlußdraht wird entfernt und der Regelwiderstand P eingelötet. Diesen reguliert man nun so ein, daß die mit dem Frequenzmesser ermittelte Frequenz gleich dem arithmetischen Mittelwert der beiden Frequenzen (in unserem Beispiel 3703 kHz) ist. Natürlich durfte der Oszillatordrehko während des gesamten Meßvorgangs nicht verstellt werden. Zeigt sich, daß die Differenz der beiden bei Leerlauf und Kurzschluß gemessenen Frequenzen kleiner als etwa 10 kHz ist, muß C_a vergrößert werden. Ist sie wesentlich größer als 10 kHz, muß man den Kapazitätswert von C_a verkleinern. Für die Germaniumdioden nimmt man am besten ein Diodenpärchen (OAA 646).

3.3 Die Messung des Frequenzhubs

Um sich ein Bild von der Linearität, der Symmetrie, der richtigen Einstellung des Arbeitspunkts und dem möglichen maximalen Frequenzhub machen zu können, empfehlen sich folgende einfachen Messungen:
Der Oszillator wird mit dem FM-Modulator in Betrieb genommen. Der FM-Einrichtung führt man über einen Spannungsteiler eine veränderliche Gleichspannung zu, die etwa zwischen

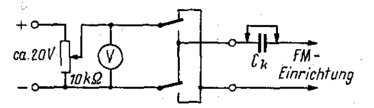


Bild 29 Messung des Frequenzhubes

+ 10 V und —10 V variiert werden kann (Bild 29). Nun verändert man in kleinen Stufen die Gleichspannung und notiert sich die zu jedem Spannungswert gehörige, am Frequenzmesser ermittelte Frequenz. Mit den gefundenen Werten kann eine

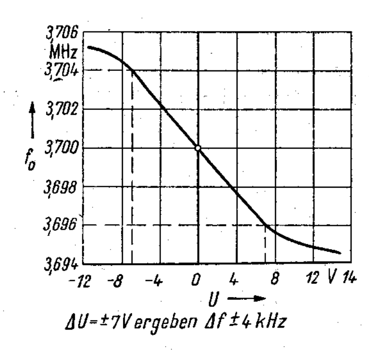


Bild 30 Frequenzmodulationskennlinie

Kurve, die Frequenzhubkennlinie unserer Schaltung, gezeichnet werden (Bild 30). Ist sie unsymmetrisch, so wurde der Arbeitspunkt falsch gewählt. Es müssen dann P (Bild 28) beziehungsweise R_K (Bilder 26, 27) verändert werden. Aus der Kurve kann man ferner ablesen, welcher maximale Hub möglich und welche Wechselspannung (NF) für einen bestimmten Hub nötig ist. Ankopplungskondensatoren, die in den Schaltungen mit C_K bezeichnet sind, müssen bei der Messung natürlich überbrückt sein. Aus Bild 30 kann man ablesen, daß der maximal zulässige Hub $\pm$ 4 kHz beträgt. Für einen Hub von $\pm$ 2 kHz ist eine Verschiebespannung von $\pm$ 3,5 V erforderlich.

3.4 Erzeugung eines phasenmodulierten Signals (PM)

Der Phasenmodulator wird an einer dem Oszillator folgenden Stufe angeschlossen. Das hat den Vorteil, daß die Stabilität des Oszillators nicht verschlechtert werden kann. Der Aufwand ist jedoch etwas höher als für einen Frequenzmodulator und die richtige Einstellung der Schaltung auf günstigste Betriebswerte schwieriger vorzunehmen. Ist diese Einstellung aber erst einmal gefunden, kann man die Vorteile der weitgehenden BCI- und TVI-Sicherheit voll ausnutzen. Hinzu kommt eine im allgemeinen bessere Lesbarkeit phasenmodulierter Signale gegenüber frequenzmodulierten in solchen Kurzwellenempfängern, die die Demodulation auf einer Flanke der Durchlaß-

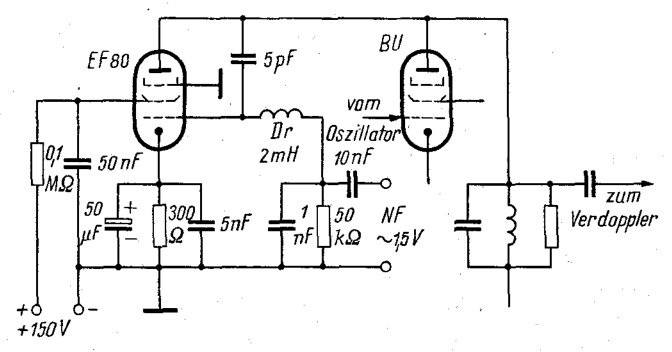


Bild 31 Eine einfache Phasenmodulationsschaltung

kurve vornehmen. Diese Erscheinung hat ihre Ursache in der bei Frequenzmodulation vorhandenen nichtlinearen Beziehung zwischen modulierender NF und dem sich ergebenden Frequenzhub. Die tiefen Frequenzen werden gegenüber den höheren bevorzugt. Demgegenüber besteht bei der PM nahezu Linearität zwischen NF-Spannung und Hub.

Bild 31 zeigt eine einfache Phasenmodulationsschaltung, die mit Erfolg von DM 2 AFO angewandt worden ist. Die PM-Röhre (Rö 1) wird an der Anode der Pufferstufe angekoppelt. Damit nicht eine Umwandlung der PM in AM auf der Flanke des folgenden Kreises eintreten kann, muß dieser Kreis entweder bedämpft oder gegen ein Bandfilter ausgetauscht werden. Die sehr einfache Schaltung läßt allerdings einen Amplitudenmodulationsanteil auftreten. Dieser würde sich sehr nachteilig auf die Qualität des abgestrahlten Signales auswirken, wenn dieser AM-Anteil nicht vor der PA restlos beseitigt würde. Die dem Modulator folgenden Stufen müssen deshalb im B-, besser im C-Betrieb, laufen und soviel Steuerspannung erhalten, daß Begrenzerwirkung einsetzt. Das dürfte in größeren, mehrstufigen Sendern immer der Fall sein.

Mit zwei in push-pull geschalteten Modulatorröhren, die Hexoden oder Pentoden sein können, erzielt man bessere Ergebnisse [17], [18]. Unter push-pull-Schaltung versteht man eine Gegentaktanordnung zweier Elektronenröhren.

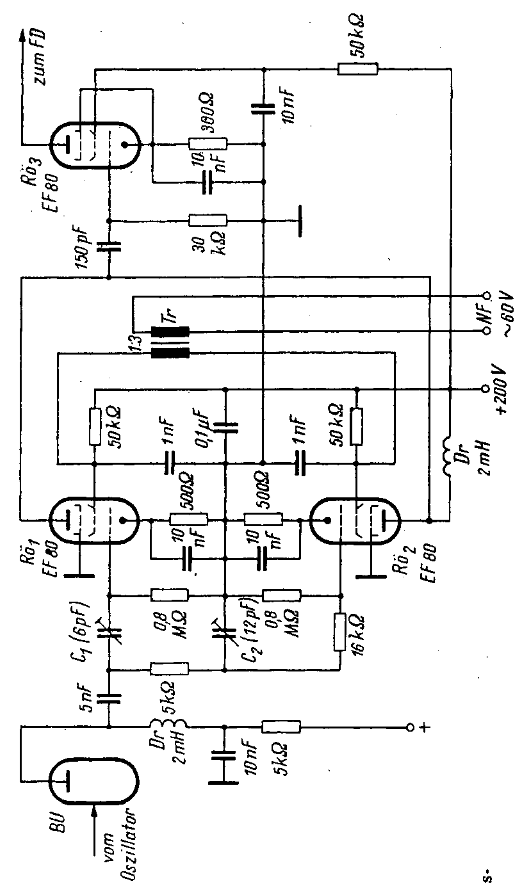


Bild 32 Phasenmodulationsschaltung

Den PM-Röhren (Rö 1 und Rö 2) in Bild 32 werden über je ein RC-Glied die von der Pufferstufe kommenden HF-Steuerspannungen derart zugeführt, daß diese Spannungen an den Gittern der Röhren mit 90° Phasendrehung auftreten. Die NF-Spannung, die im Gegentakt an den Schirmgittern wirksam wird, läßt im Rhythmus der Modulationsspannung abwechselnd die eine oder andere Röhre in stärkerem Maße wirksam werden. Dadurch tritt am Gitter der folgenden zweiten Pufferstufe (Rö 3) ein in der Phase moduliertes Signal auf. Die den PM-Röhren zugeführte HF-Steuerspannung soll vor den RC-Gliedern, also am 5-nF-Kondensator etwa 5 bis 10 V und die modulierende NF-Spannung an den Schirmgittern 10 bis 15 V gegen Masse betragen.
C_1 und C_2 müssen wechselseitig so verstellt werden, daß unmittelbar an den Steuergittern der PM-Röhren mit einem Röhrenvoltmeter gleiche HF-Spannungen feststellbar sind.

3.5 Der Empfang frequenz- und phasenmodulierter Signale

Während man beim Empfang eines amplitudenmodulierten Signals größte Lautstärke und beste Klangqualität erzielt, wenn der Empfänger auf Trägermitte (bzw. bei trennscharfen Geräten mit trapezförmiger Durchlaßkurve auf eine Ecke dieser Kurve) eingestellt wird, ist das beim Empfang der NFM nicht der Fall.
Bei Einstellung auf Trägermitte ist bei einwandfreier NFM praktisch nichts von der Modulation zu hören; allenfalls klingt die Modulation leise und verzerrt. Das ist auch nicht verwunderlich, wenn man weiß, daß eine symmetrisch zur Resonanzfrequenz des Schwingkreises erfolgende periodische Frequenzänderung am Empfangsgleichrichter keine Niederfrequenzspannung entstehen lassen kann. Wird dagegen der Empfänger so eingestellt, daß die Trägerfrequenz f_0 auf die Mitte einer der beiden Resonanzflanken fällt, wird jede Frequenzänderung Δf eine Änderung des Spannungsabfalls ΔU am Gleichrichterbelastungswiderstand zur Folge haben. Die FM wird in eine AM umgewandelt und ist hörbar (Bild 33). Diese Art der Demodulation nennt man Flankendemodulation. Aus dem Bild ist auch zu ersehen, daß die Größe der entstehenden Wechsel-

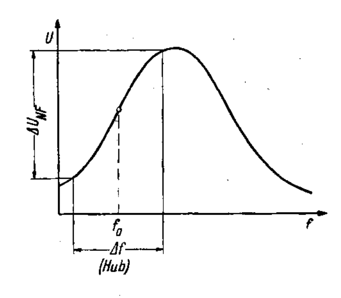


Bild 33 Flankendemodulation eines NFM-Signales

spannung und damit die Lautstärke am größten ist, wenn der Frequenzhub den geraden Teil der Flanke gerade vollständig überstreicht. Ist der Hub größer, entstehen Verzerrungen. Diese Verzerrungen kommen nicht, wie leicht einzusehen ist, vom Sender, sondern bilden sich erst im Empfänger. Da Bandbreite und Flankensteilheit der Empfänger sehr verschieden sind, kann nicht von vornherein ein bestimmter Hub als der günstigste angegeben werden. Vielmehr muß der QSO-Partner, der die NFM empfängt, sagen, ob der Hub vermindert (wenn die FM nur verzerrt aufzunehmen ist) oder vergrößert werden soll (wenn die FM im Verhältnis zum Träger zu leise ankommt). Bei Rund-QSOs kann es natürlich vorkommen, daß der eine QSO-Partner das Signal lautstark, aber verzerrt, der andere dagegen klar, aber leise aufnimmt. Der erste hat einen trennscharfen Empfänger, für den der Hub zu groß ist, der zweite möglicherweise einen 0-V-1 mit geringer Trennschärfe. Bei QRM hat man die Möglichkeit, von der gestörten Flanke wegzudrehen und das NFM-Signal auf der anderen Flanke störungsfreier zu empfangen. Sind beide Seiten gestört, ist die Aufnahme nicht mehr möglich. Bedeutend besser lassen sich frequenzmodulierte Signale mit Empfängern aufnehmen, die eine spezielle FM-Demodulationseinrichtung haben, wie sie uns vom UKW-Rundfunkempfänger bekannt ist. Eine derartige Einrichtung läßt sich meist ohne Mühe nachträglich im Kurzwellen-Empfänger unterbringen. Man benötigt dazu ein Diskriminatorfilter, eine Begrenzerröhre und eine Duodiode beziehungsweise zwei Germaniumdioden [19, 20, 27]. Der Vorteil der Einrichtung liegt nicht nur darin, daß genau auf Träger-

mitte eingestellt werden kann und die Modulationsqualität fast unabhängig vom Hub ist, sondern auch in der Unterdrükkung amplitudenmodulierter Störungen (AM-Sender, QRN). Mit einer solchen Einrichtung kann man auch prüfen, inwieweit amplitudenmodulierte Sender mit unbeabsichtigter Frequenzmodulation behaftet sind.

4. EINSEITENBAND-MODULATION MIT UNTERDRÜCKTEM TRÄGER

In letzter Zeit macht die sogenannte Einseitenband-Modulation mit unterdrücktem Träger von sich reden. Wie wir wissen, steckt der Nachrichteninhalt eines amplitudenmodulierten Signals in den Seitenbändern. Es würde für eine einwandfreie Verständigung schon genügen, nur ein Seitenband und eine Information über die Lage des ausgeblendeten Trägers aufzunehmen. Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß man sich bemühte, Schaltungen zu entwickeln, die die gesamte abgestrahlte Energie in ein einziges Seitenband stecken und den Träger so stark dämpfen, daß er mindestens 40 dB gegenüber dem ausgestrahlten Seitenband geschwächt ist (Bild 34). Auf

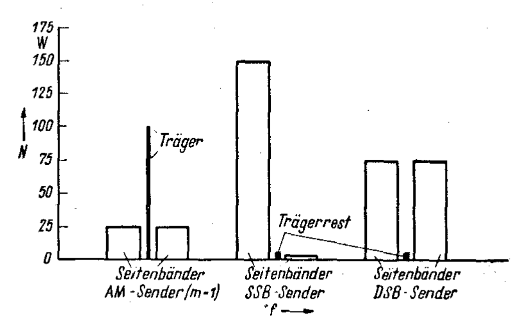


Bild 34 Leistungsbilanz bei verschiedenen Modulationsarten

diese Weise gelang es, die Seitenbandleistung eines gegebenen Senders auf das Sechsfache zu steigern, was auf der Empfängerseite bei geeigneter Einstellung des Empfangsgeräts einen Lautstärkegewinn von ein bis zwei S-Stufen einbringt. Besonders vorteilhaft ist die nur halb so große Bandbreite des SSB-Senders gegenüber einem AM-Sender. Wird in beiden Sendern das NF-Spektrum auf 200 bis 3000 Hz begrenzt, steht der Bandbreite des AM-Senders von 6000 Hz eine Bandbreite des SSB-Senders von 2800 Hz gegenüber.

Für die Erzeugung von SSB-Signalen gibt es mehrere Verfahren, die zwar ausnahmslos einen weit größeren materiellen Einsatz und überdurchschnittliche Kenntnisse und Fertigkeiten des Amateurs verlangen, aber sich durchaus für Amateurfunkstationen eignen. Sowohl bei der Filter- als auch bei der Phasenmethode werden in einer geeigneten Modulationsschaltung ein Seitenband ganz und der Träger bis auf einen minimalen Rest beseitigt. In der in der Reihe „Der praktische Funkamateur" erscheinenden Broschüre über die Einseitenband-Modulation werden die Verfahren in Aufbau und Funktion ausführlich beschrieben.

Es sei nur noch ein Wort zum Empfang von SSB-Signalen gesagt. Eine Demodulation gelingt nur, wenn außer mindestens einem Seitenband auch die Trägerfrequenz vorhanden ist. Bei jedem Demodulationsvorgang werden nämlich das Seitenband und der Träger zur Überlagerung gebracht, so daß die dabei entstehende Differenzfrequenz die gewünschte Niederfrequenz darstellt.

Da ein SSB-Signal den Träger nicht enthält, muß er im Empfänger nachträglich zugesetzt werden. Das geschieht einfach durch Einschalten des Telegrafieüberlagerers (BFO). Im allgemeinen wird es notwendig sein, die HF-Regelung des Empfängers weit zurück, die NF-Regelung dafür fast voll aufzudrehen. Bei den ersten Empfangsversuchen wird man mit viel Geduld an die Sache herangehen müssen. Die Frequenz des Telegrafieüberlagerers muß nämlich genau der im Sender unterdrückten Trägerfrequenz entsprechen, wenn die Modulation verständlich werden soll. Es ist nicht ganz einfach, die vier Einstellungen (HF-, NF-, BFO-Regler und Frequenzabstimmung), die teilweise voneinander abhängen, in optimaler Weise vorzunehmen.

Moderne Kurzwellenempfänger verfügen über eine besondere SSB-Demodulationseinrichtung, einen sogenannten Produktdetektor, mit dessen Hilfe die Einstellung auf das SSB-Signal sehr vereinfacht wird.

Die gelegentlich von Amateuren angewandte Zweiseitenband-Modulation mit unterdrücktem Träger, für die der technische Aufwand gering ist, besitzt die Vorzüge der SSB-

Modulation nicht. Sie ergibt eine Bandbreite wie ein AM-Sender und ist nur in sehr trennscharfen Empfangsgeräten, die auf eines der beiden Seitenbänder abgestimmt werden können, ohne daß das zweite Seitenband den ZF-Kanal des Senders passiert, verzerrungsfrei aufnehmbar. Der einzige Vorteil ist die bessere Ausnutzung der abgestrahlten Energie, die sich nur auf die beiden Seitenbänder verteilt (Bild 34). Die beim AM-Verfahren im Träger enthaltene Energie steckt zu gleichen Teilen in den Seitenbändern.

5. DER MODULATOR

5.1 Die speziellen Anforderungen an den Modulationsverstärker

Im Prinzip stellt der Modulator einen NF-Verstärker dar, der sich in seiner Grundschaltung nicht vom NF-Teil eines Rundfunkgeräts unterscheidet. Mancher Amateur hat deshalb für die ersten orientierenden Modulationsversuche ein Kohlemikrophon an die Tonabnehmerbuchsen seines Rundfunkempfängers angeschlossen und vom zweiten Lautsprecheranschluß über einen kleinen Übertrager die verstärkte Niederfrequenz an den Sender gegeben.
Der NF-Teil eines guten Rundfunkempfängers verstärkt alle Frequenzen zwischen etwa 50 und 15000 Hz nahezu gleich gut. Wie wir wissen, muß jedoch für den Amateurfunk das NF-Band beschnitten werden, was eben nur in einem besonders für diesen Zweck bemessenen Verstärker geschehen kann. Die einfachste Methode für diese Frequenzbandbeschneidung ist die entsprechende Bemessung der Koppelkondensatoren zwischen den Verstärkerstufen und die Überbrückung der Katodenwiderstände durch ungewöhnlich kleine Kapazitäten. Erstere werden bis auf etwa 500 bis 2000 pF, letztere auf 0,1 bis 1 μF verkleinert. Dadurch erfolgt eine Benachteiligung der tiefen Frequenzen. Die hohen Frequenzen werden durch Ableitkondensatoren von etwa 100 bis 1000 pF beschnitten. Diese Kondensatoren liegen vom Steuergitter oder der Anode der Verstärkerröhren nach Masse. Diese Maßnahmen führen zu einer Bevorzugung der mittleren Frequenzen um 500 bis 1500 Hz ohne ausgeprägte obere und untere Grenzfrequenz. Die günstigsten Kapazitätswerte müssen durch Versuch ermittelt werden. Ihre Größe hängt stark von den verwendeten Röhrentypen und den übrigen Schaltelementen, besonders von den Anoden- und Gitterableitwiderständen ab.
Die sogenannte DX-Modulation zeichnet sich durch einen besonders hellen Klang aus. Das NF-Band ist radikal auf ungefähr 300 bis 2000 Hz beschnitten. Wie eingangs bereits erwähnt wurde, leidet dadurch die Verständlichkeit in keiner Weise.

Die Sendeenergie wird jedoch weitgehend zusammengefaßt. Weitere besondere Anforderungen an den Modulationsverstärker sind ausreichender Verstärkungsgrad, der Modulationsart gemäße Niederfrequenzleistung und die Anpaßmöglichkeit an die PA-Stufe des Senders durch einen entsprechend ausgeführten Ausgangsübertrager.

5.2 Das Mikrophon

Von den meisten Amateuren wird das Kristallmikrophon bevorzugt. Es beruht auf dem piezoelektrischen Effekt. Von der Membran werden die Schallschwingungen auf einen Kristall (Quarz, Turmalin oder Seignettesalz) übertragen, der unter dem Einfluß dieser mechanischen Beanspruchung eine der mechanischen Schwingung äquivalente elektrische Wechselspannung hervorbringt. Diese Spannung ist der mechanischen Schwingung innerhalb eines großen Frequenzbereiches proportional, woraus die guten Übertragungseigenschaften resultieren. Allerdings ist die abgegebene Spannung so gering, daß ein zweistufiger Verstärker, wie er beispielsweise im Rundfunkgerät enthalten ist, nicht ausreicht. Drei Niederfrequenzstufen sind notwendig. Der dadurch bedingte, hohe Verstärkungsgrad erfordert Maßnahmen, die die Aufnahme von Brummspannungen und das Auftreten von Klingerscheinungen unterbinden. Als erste Verstärkerstufe findet man deshalb meist eine Triode oder eine EF 86, die speziell für diese Zwecke als brumm- und klingarme Röhre konstruiert wurde.
Da Kristallmikrophone bei kapazitivem Innenwiderstand sehr hochohmig sind, neigt der Verstärkereingang leicht zur Aufnahme von Hochfrequenzspannungen, die vom Sender abgestrahlt wurden. Das führt zu Pfeifneigungen des Verstärkers, die nur schwer zu beseitigen sind. Die Leitung von der Mikrophonkapsel bis zum Gitter der ersten Röhre muß deshalb sorgfältig und lückenlos abgeschirmt werden.
Andererseits hat der große Innenwiderstand des Mikrophons den Vorteil, daß durch einen kleinen Gitterableitwiderstand der Mikrophonverstärkerröhre (50 bis 300 kOhm) eine einfache Beschneidung der tiefen Frequenzen möglich ist. Ein kleiner

Gitterableitwiderstand trägt übrigens dazu bei, den Verstärkereingang unempfindlicher gegen Brummeinstreuungen zu machen.

Das äußerst billige Kohlekörnermikrophon, wie es im Handapparat des Telefons enthalten ist, wird zu Unrecht von vielen Amateuren abgelehnt. Gewiß, Rundfunkqualität der erzeugten Niederfrequenz läßt sich nicht erreichen, ist aber auch gar nicht erwünscht. Eine moderne Postmikrophonkapsel hat eine für die Amateursendermodulation geradezu ideale Frequenzkurve. Bei den Tiefen erfolgt ein steiler Abfall im Bereich 200 bis 300 Hz, bei den Höhen in der Nähe von 4000 Hz. Das übrige erledigt der Verstärker. Wird das moderne Postmikrophon in seiner Verschlußkapsel benutzt, ergibt sich eine brauchbare Modulationsqualität, weil die bei jedem Kohlemikrophon vorhandenen starken Resonanzstellen durch Luftpolster zwischen Membran und Einspracheöffnungen eingeebnet werden.
Der besondere Vorteil dieses Mikrophontyps ist die große Tonfrequenzspannung, die es abgibt, und sein kleiner Innenwider-

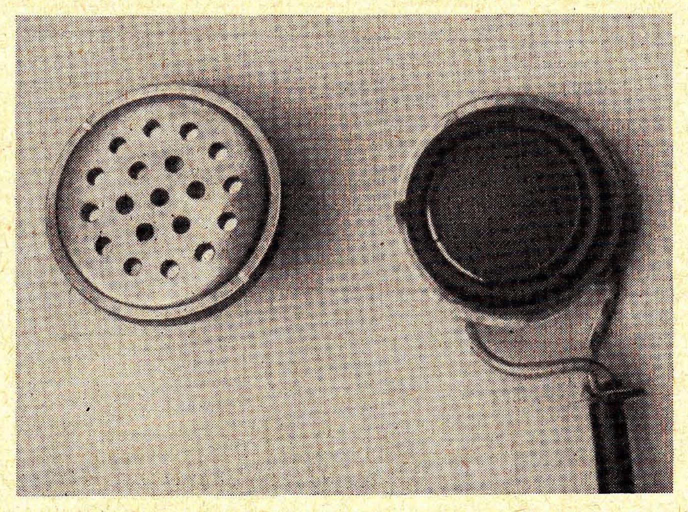


Bild 35 Kohle- und Kristallmikrophonkapsel

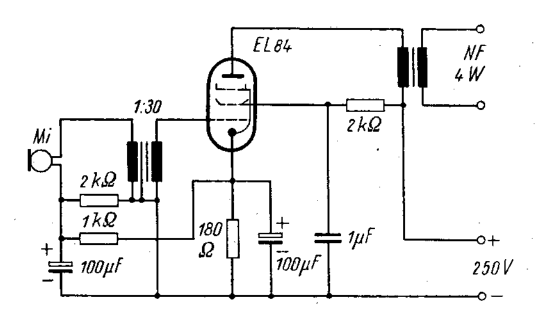


Bild 36 Einstufiger Modulationsverstärker für Kohlemikrophone

stand. Bei Nahbesprechung treten etwa 0,1 bis 0,3 V NF auf. Ein zwei-, ja sogar ein einstufiger Verstärker reicht aus (Bild 36). Allerdings benötigt das Kohlemikrophon zur Anpassung an den hochohmigen Verstärkereingang einen gut geschirmten Anpassungsübertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von etwa 1 : 20 bis 1 : 40 und eine Betriebsspannung von 1 bis 5 V. Diese Spannung kann man leicht über einen Siebwiderstand am Katodenwiderstand der Verstärkerröhre abnehmen.

Teilweise werden in der Amateurstation auch dynamische Mikrophone (Tauchspulmikrophone), seltener Kondensatormikrophone verwendet. Diese sind gewiß ausgezeichnet für hochwertige Musikübertragungen und ebenso natürlich auch für den Amateursender geeignet; die Neuanschaffung ist jedoch zu kostspielig, zumal die vorzüglichen Eigenschaften nicht ausgenutzt werden können. Das dynamische Mikrophon ist niederohmig. Es neigt leicht zur Aufnahme von Brummspannungen, die von starken magnetischen Streufeldern der Netztransformatoren in der Tauchspule des Mikrophons induziert werden. Wie das Kristallmikrophon erfordert das dynamische Mikrophon einen dreistufigen Verstärker. Das Kondensatormikrophon gibt eine so kleine Tonfrequenzspannung ab, daß eine weitere, also vierte Verstärkerstufe, die gewöhnlich mit der Mikrophonkapsel in der sogenannten Verstärkerflasche zusammengebaut ist, vorgesehen werden muß. Das Kondensatormikrophon ist qualitativ der weitaus beste, aber auch teuerste Mikrophontyp.

5.3 Ein einfacher Modulationsverstärker für Gitter- und Frequenzmodulation

Der geringe Leistungsbedarf aller Gittermodulationsarten erfordert einen Modulationsverstärker, der mit minimalem Materialaufwand hergestellt werden kann. Bild 37 zeigt einen Schaltungsvorschlag, in dem die unter 5.1 dargestellten Forderungen mit einfachen Mitteln erfüllt worden sind. Er hat zwei umschaltbare Eingänge, einen für den Anschluß eines Kristallmikrophons und einen zweiten für ein Kohlemikrophon. Sofern vorhanden, kann an Stelle des Umschalters S1 ein Überblendpotentiometer (2 × 0,5 MOhm) vorgesehen werden, das dann auch den Modulationsgradregler P1 entbehrlich macht. Soll nur mit dem Kohle- oder mit dem Kristallmikrophon gearbeitet werden, braucht man natürlich den jeweiligen zweiten Eingang (S1 und T1 bzw. S1 und Rö 1) nicht vorzusehen.
Die für das Kristallmikrophon notwendige Verstärkerröhre erzeugt die Gittervorspannung am 10-MOhm-Gitterableitwiderstand durch den Gitteranlaufstrom. Der Ausgangsübertrager T2 muß selbst angefertigt werden. Es genügt ein Kern M 60 mit 0,5 mm Luftspalt, der primärseitig ungefähr 2200 Wdg. 0,15 mm CuL und sekundärseitig etwa 4000 Wdg. 0,06 mm CuL erhält. Wenn man Primär- und Sekundärspule so schaltet, daß sich die durch die Anodengleichströme hervorgerufenen Magnetfelder gegenseitig aufheben, können notfalls auch Kernbleche ohne Luftspalt verwendet werden. Die Aufhebung der Magnetfelder erfolgt dann, wenn das Wicklungsende der Primärspule (Anschluß 2) mit der Anodenspannungsquelle der Modulatorendröhre und der Wicklungsanfang der Sekundärspule (Anschluß 3) mit der Anodenspannungsquelle der PA-Röhre verbunden wird, vorausgesetzt natürlich, daß beide Spulen gleichen Wickelsinn haben. Im Zweifelsfalle kann eine Messung Aufschluß über die richtigen Anschlüsse des Übertragers geben. Man schaltet beispielsweise Primär- und Sekundärspule in Reihe, indem man die Anschlüsse 2 und 3 verbindet. An "1" und "2" legt man eine Wechselspannung (6 bis 100 V) und mißt die an 3—4 und schließlich an 1—4 liegende Spannung. Ist die Spannung an 1—4 gleich der Summe

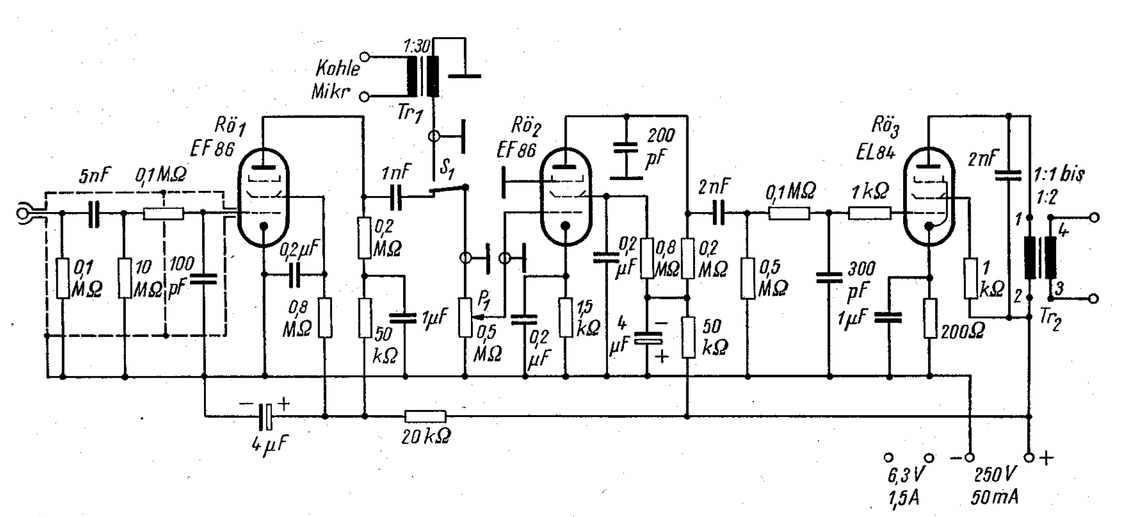


Bild 37 Ein dreistufiger Modulationsverstärker für Gittermodulationen

aus den Spannungen an 1—2 und 3—4, war "2" Wicklungsende und "3" Wicklungsanfang oder umgekehrt. Ergibt sich die Differenz der beiden genannten Spannungen, sind "2" und "3" entweder Wicklungsanfänge oder -enden. Soll der Verstärker zur Anodenmodulation eines kleinen Senders (4 bis 6 W Input) verwendet werden, muß die Sekundärwicklung etwa 3000 Wdg. 0,12 mm CuL erhalten. Auf einen Luftspalt kann bei Beachtung oben erklärter Anschaltung der Wicklungen verzichtet werden. An die Stelle des speziellen Modulationsübertragers tritt bei Anwendung der Heising-Modulation die Primärseite eines gewöhnlichen 4-W-Übertragers, wie er in Rundfunkgeräten eingebaut wird, oder eine Netzdrossel (40 mA/ 20 H).

Eine Möglichkeit, das Selbstwickeln des Übertragers zu umgehen, ist damit gegeben, daß man zwei Lautsprecherübertrager verwendet. Der eine wird im Modulator, der andere in der Senderendstufe untergebracht. Die beiden niederohmigen Wicklungen verbindet man miteinander (Bild 38). Sofern die Übertrager Primäranzapfungen haben, wie das meist bei Lautsprecherübertragern der Fall ist, kann zur Erzielung einer größeren Modulationsspannung von der Anzapfung mit der höheren Impedanz des zweiten Übertragers an das betreffende Röhrengitter abgegangen werden.

Röhre 2 und Röhre 3 lassen sich unter Verwendung einer ECL 81 oder ECL 82 in einem Kolben vereinigen, womit eine Vereinfachung und Volumenverminderung erreicht wird (Bild 39). Mit der ECL 81 erhält man 2 W NF, die vollständig für Gittermodulationen ausreicht. Die ECL 82 gibt 3,5 W NF-Leistung ab.

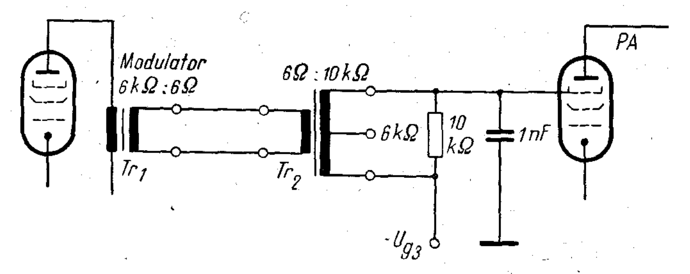


Bild 38 Zwei Lautsprecherübertrager als Modulationsübertrager

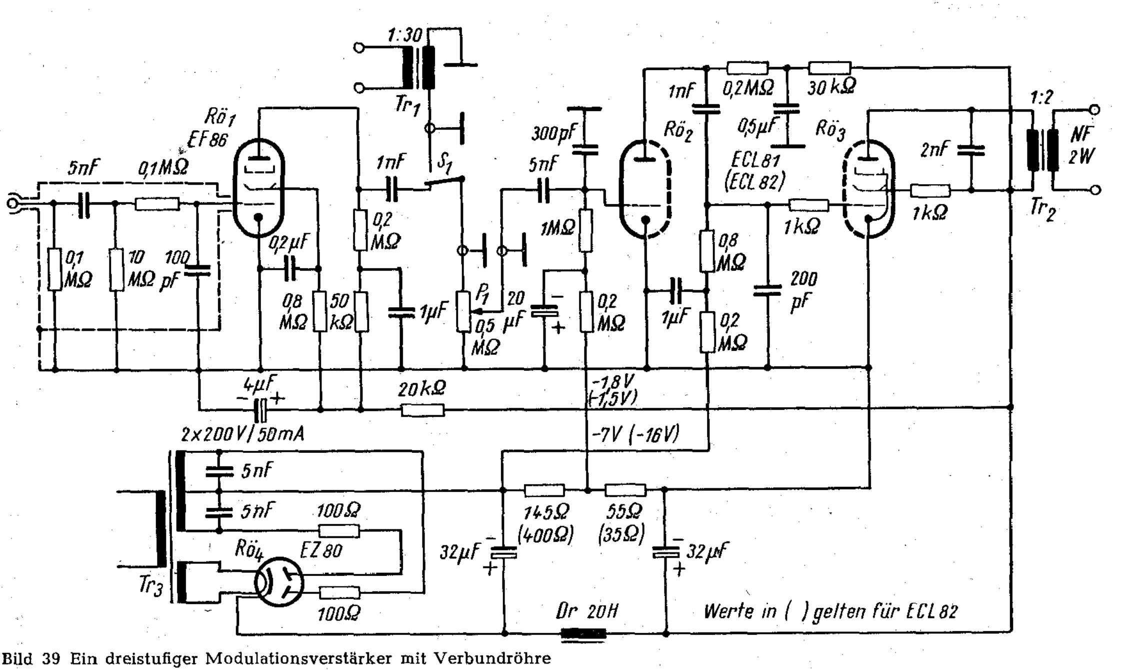


Bild 39 Ein dreistufiger Modulationsverstärker mit Verbundröhre

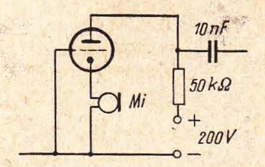


Bild 40 Triode als Impedanzwandler für Kohlemikrophone

Äußerste Sorgfalt ist auf die lückenlose Abschirmung aller Steuergitterleitungen und der dort angeschlossenen Bauelemente zu legen. Auch der Schalter S1, der Übertrager T1 und das Potentiometer P1 sind zweckmäßig unter eine Abschirmhaube zu bringen. Ferner muß man jeder Stufe einen Erdpunkt geben, an den alle in dieser Stufe geerdeten Widerstände, Kondensatoren und Röhrenelektroden angeschlossen werden. Nur so lassen sich Brumm- und Pfeiferscheinungen, deren Ursache schwer einzugrenzen ist, vermeiden.

Es sei noch erwähnt, daß der Übertrager für das Kohlemikrophon durch eine Röhre ersetzt werden kann. Das Mikrophon wird in der Katodenleitung der als Gitterbasisstufe geschalteten Triode angeordnet. Beim Besprechen ändert sich der Widerstand des Mikrophons und als Folge davon die Gittervorspannung der Röhre, die den Anodenstrom steuert. Eine besondere Mikrophonspannungsquelle wird nicht vorgesehen (Bild 40).

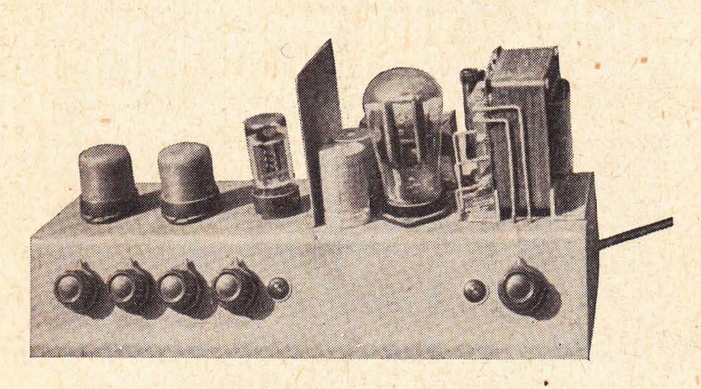


Bild 41 Aufbau eines 4-Watt-Modulationsverstärkers

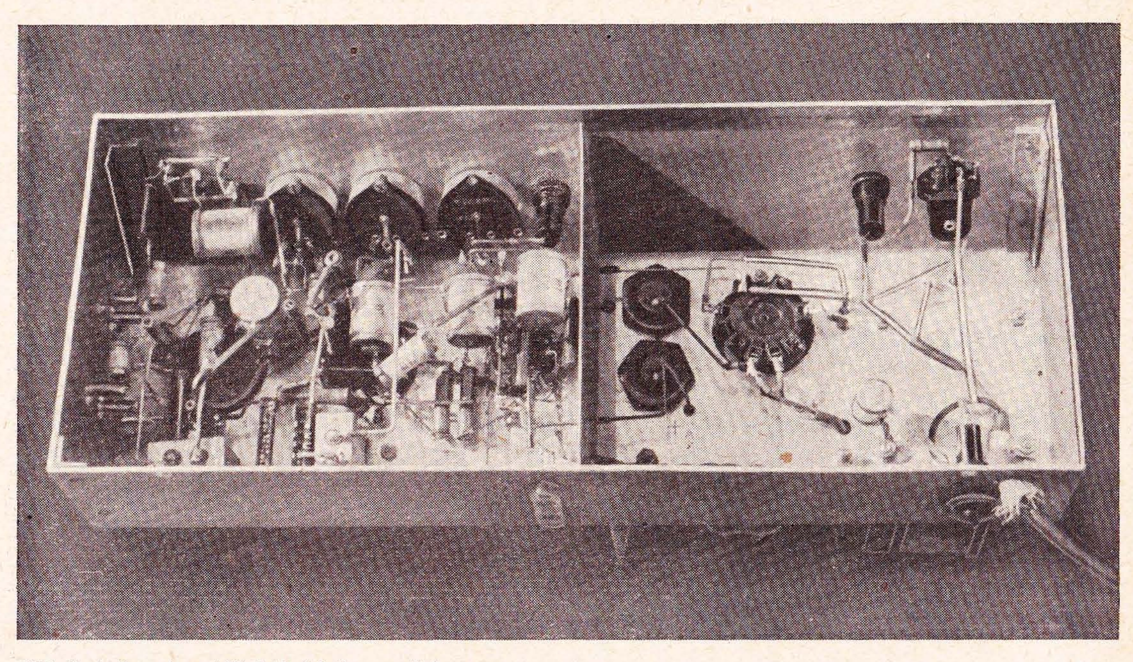


Bild 42 Aufbau eines 4-Watt-Modulationsverstärkers

5.4 Ein 30-W-Anodenmodulator

Nach der Amateurfunkverordnung Paragraph 13 berechtigt die Genehmigung für Klasse 2 zum Betrieb von Sendern mit einer Anodeneingangsleistung (Input) bis 80 W. Dazu ist eine PA-Röhre mit einer Anodenverlustleistung von 20 bis 40 W erforderlich. Es kommen beispielsweise SRS 4452 (2 × 10 W), SRS 4451 (2 × 20 W), RL 12P35 (30 W), SRS 552 (40 W) in Frage. Setzt man für die anodenmodulierte PA einen Input von 60 W an, braucht man einen 30-W-NF-Modulator. Die Endröhren des Modulators müssen etwa 35 W abgeben können, da im Ausgangsübertrager unvermeidbare Verluste auftreten. Wie man aus den Röhrenlisten entnehmen kann, eignen sich für unseren Zweck 2 Röhren EL 34 in Klasse AB mit 350 bis 400 V Anodenspannung. Auch 2 × RL 12 P 35 oder 2 × LS 50 bzw. 2 × SRS 552 würden bei 400 V Anodenspannung in Klasse AB die geforderte Leistung aufbringen.

Die Schaltung nach Bild 43 ist als Zusatz für den 3-W-Modula-

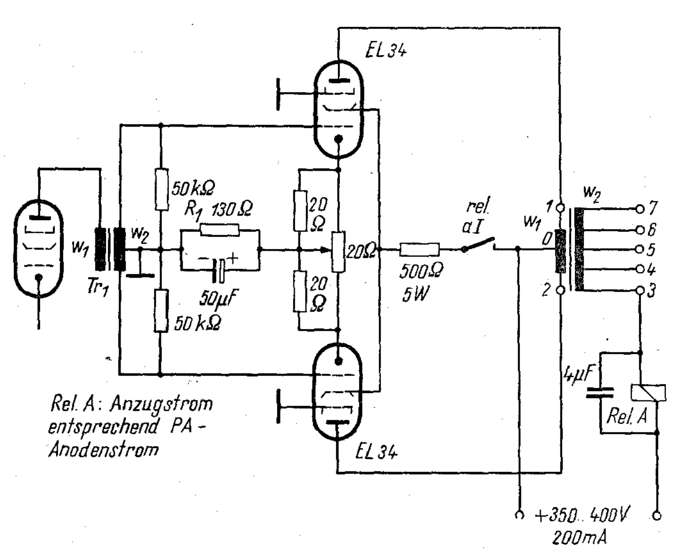


Bild 43 Eine 30-Watt-Endstufe

tor gedacht, der durch die 35-W-Gegentaktstufe zum Anodenmodulator ergänzt wird. Der im 3-W-Modulator enthaltene Ausgangsübertrager muß durch einen Gegentakt-Eingangsübertrager T_1 ausgetauscht werden. Die Wickeldaten von T_1 sind:

Kern EI 60 mit 0,5 mm Luftspalt

$w_1 = 2000$ Wdg. 0,15 mm CuL; $w_2 = 2 \times 2500$ Wdg. 0,06 CuL.
Der Verfasser benutzte in einem Versuchsaufbau einen Ausgangsübertrager von EMW mit primärseitig 3,5/7/10/20 kOhm und sekundärseitig 2,3 Ohm Impedanz, wickelte die Sekundärspule vollständig und die Primärwicklung bis zur 7-kOhm-Anzapfung ab. Dadurch wurde genügend Platz gewonnen, um die neue Sekundärwicklung w_2 unterbringen zu können.
Der Ausgangsübertrager T_2 erhält auf einem Kern M 85 mit 1 mm Luftspalt primärseitig 2×700 Wdg. 0,25 mm CuL und sekundärseitig insgesamt 2280 Wdg. 0,25 mm CuL mit Anzapfungen bei 180, 1520 und 1860 Wdg. Auf beste Lagenisolation und sehr gute Isolation gegen den Kern ist zu sorgen. Durch die vorgesehenen Anzapfungen ist es möglich, PA-Stufen mit einem Außenwiderstand zwischen 3 kOhm und 9 kOhm richtig anzupassen.
Als Betriebsspannungen sind 6,3 V; 3 A und 350 bis 400 V; 0,2 A erforderlich. Als Gleichrichterröhre sieht man eine EYY 13 oder GZ 34 vor.
Sollen im Verstärker die teilweise noch vorhandenen Röhren RL 12 P 35 verwendet werden, muß R_1 auf 180 Ohm vergrößert werden. Die Schirmgitter dieser Röhren erhalten ihre Spannung über einen Spannungsteiler: 20 kOhm (10 W) von Masse zum Schirmgitter — 15 kOhm (10 W) vom Schirmgitter an die Anodenspannung. Die Schirmgitter werden durch 4μ F gegen Masse abgeblockt.
Ein Leistungsverstärker darf niemals ohne Ausgangsbelastung betrieben werden. Es ist deshalb notwendig, den Verstärker mit der PA-Stufe des Senders abzuschalten, wenn auf „Empfang" gegangen wird. Das besorgt in unserer Schaltung das Relais Rel. A mit seinem Kontakt rel. a, der die Schirmgitter von der Betriebsspannung abtrennt. Dadurch werden die Modulatorröhren stromlos.

Die Steuerung des Relais erfolgt entweder in bekannter Weise durch die Relaisspannung des Senders oder durch den Anodenstrom der PA-Röhre. Im dargestellten Schaltungsvorschlag wird von der zweiten Möglichkeit Gebrauch gemacht. Die Relaisspule muß natürlich so ausgelegt sein, daß die Kontakte bei dem zur Verfügung stehenden PA-Anodenstrom betätigt werden. Liegt der Anzugstrom weit unter dem PA-Anodenstrom, muß man der Relaisspule einen Widerstand parallelschalten. Die üblichen Rundrelais benötigen zum einwandfreien Arbeiten eine Durchflutung von etwa 150 bis 200 Amperewindungen. Hat die Spule beispielsweise 2000 Wdg., ist eine Stromstärke von 75 bis 100 mA zum sicheren Anziehen des Relaisankers erforderlich. Da die PA-Anodenspannung meist recht hoch ist, muß das Relais isoliert montiert werden. Andernfalls besteht die Gefahr eines Durchschlags von der Relaiswicklung gegen Masse. Bei Anodenspannungen über 800 V sollte aus diesem Grunde von der dargestellten Relaisschaltung kein Gebrauch gemacht werden.

5.5 Begrenzerschaltungen

Wir wissen, daß der Modulationsgrad entscheidend für das Verhältnis Seitenbandleistung zu Gesamtleistung und damit für die Wirksamkeit der Modulation ist. Wenn wir immer mit gleicher Lautstärke bei gleichem Abstand zum Mikrophon sprechen könnten und außerdem alle Laute gleichen Schalldruck hervorriefen, wäre eine einmalige Einstellung auf einen Modulationsgrad zwischen 0,9 und 1 kein Problem. Das ist aber keineswegs der Fall. Man hat deshalb Einrichtungen entwickelt, die die vom Modulator abgegebene Sprechwechselspannung unabhängig von der Mikrophonspannung auf einem nahezu konstanten Wert halten, so daß ständig mit fast 100% moduliert werden kann. Derartige Einrichtungen verhindern mit Sicherheit auch Übermodulationen. Sie sind unter den Bezeichnungen Dynamikbegrenzer und Clipper bekannt. Die NF-Spannungsamplituden werden so beschnitten, daß sich eine nahezu konstante Modulationsspannung ergibt. Es sei noch erwähnt, daß eine knappe Auslegung der Modulatorleistung

und des Ausgangsübertragers zumindest bei der Anodenschirmgitter-Modulation wesentlich zur Begrenzung beiträgt.

5.6 25-W-Verstärker mit Dynamikkompressor

Bild 44 zeigt einen 25-W-Verstärker mit einer Schaltanordnung, die nach dem Prinzip der Schwundregelung arbeitet [21], [22]. Da sie den natürlichen Lautstärkeunterschied der Sprache, die sogenannte Dynamik, stark verringert, bezeichnet man das Schaltprinzip als Dynamikkompressor.
Die in den Röhren 1 und 2 verstärkte NF wird in der Diode gleichgerichtet und als negative Steuerspannung an Rö 2 zurückgeführt. Mit P_1 wird der Kompressionsgrad und mit P_2 der Modulationsgrad eingestellt. Die Siebglieder R_1, R_2, C_1 und C_2 bestimmen die Zeitkonstante T der Regelung. T soll etwa 0,3 bis 0,5 s betragen. Bei zu kleinen Zeitkonstanten würden die Amplituden der niederen Sprachfrequenzen mitgeregelt, was Verzerrungen zur Folge hätte. Eine zu große Zeitkonstante ließe die Regelung zu spät einsetzen, wodurch die Satzanfänge Übermodulation hervorriefen. Für die Diode nehme man eine OA 685 oder eine Röhrendiode (ein System der EAA 91). Röhre 1b dient nur als Regelspannungsverstärker. Alle frequenzbeeinflussenden Schaltglieder liegen in den Röhrenkreisen der Röhren 1 und 2. P_3 dient zur Einstellung gleicher Anodenruheströme der Gegentaktendröhren. P_4 ist ein Entbrummpotentiometer zur Symmetrierung der Heizung.
Wie bei der Besprechung der 30-W-Endstufe bereits erläutert wurde, ist der Ausgangsübertrager gefährdet, wenn seine Sekundärseite nicht belastet ist. Nimmt das Mikrophon Geräusche auf, so treten an der unbelasteten Sekundärspule des Modulationsübertragers so große Spannungsspitzen auf, daß die Isolation durchschlagen wird. Im vorliegenden Verstärker wird deshalb mit den Relaiskontakten rel. I und rel. II die Endstufe stromlos gemacht, beziehungsweise der Verstärker vor Röhre 3 kurzgeschlossen. Eine Schaltmaßnahme würde bereits genügen. Das Relais erhält in der Betriebsstellung „Senden" Spannung, wodurch rel. aI geschlossen und rel. aII geöffnet wird.

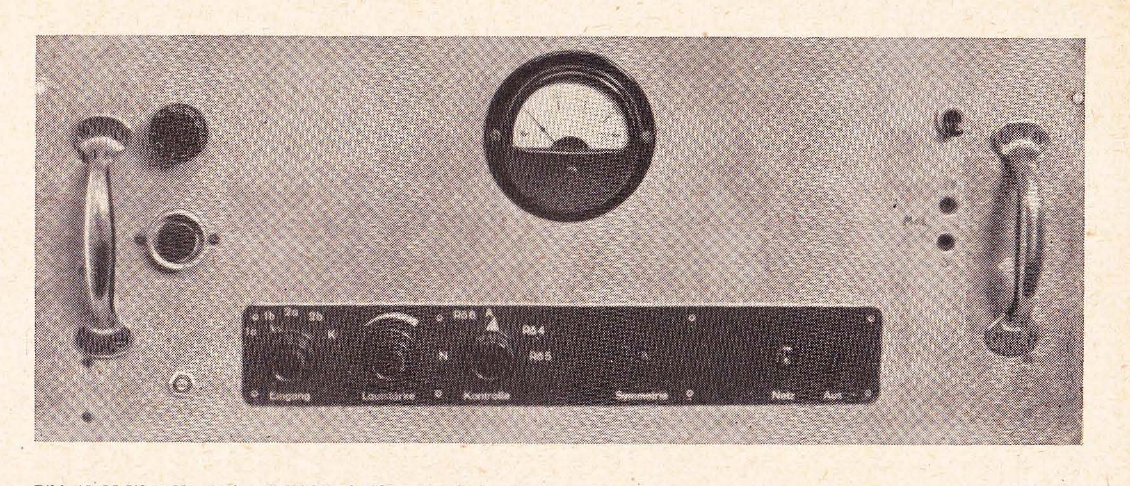


Bild 45 25-Watt-Verstärker (MV 23) als Normeinschub

Für den Modulationsübertrager werden folgende Daten vorgeschlagen:
Kern M 85 mit 1-mm-Luftspalt;
primär 2×1000 Wdg. 0,18 mm CuL;
sekundär insgesamt 2160 Wdg. 0,22 CuL mit Anzapfungen bei 200, 1300, 1700 Wdg.
Es ist Lagenisolation und Hochspannungsisolation zwischen den Wicklungen sowie zwischen Wicklungen und Kern vorzusehen.

5.7 Sprachclipper

Die zweite Methode zur Einengung der Dynamik ist die Beschneidung der NF-Spannungsspitzen mit Hilfe eines sogenannten Clippers. Die Bilder 46 und 47 zeigen zwei verschiedene Clipperschaltungen, in Bild 48 ist die Wirkung des Clippers dargestellt. Die Einrichtung wird wirksam, sobald die NF-Spannung an den Dioden die Gleichspannungen übersteigt, die als Diodenvorspannungen an R_1 und R_2 abfallen (Bild 46), beziehungsweise größer als die am Katodenwiderstand der Doppeltriode abfallende Spannung wird (Bild 47). Das Abkappen der Spannungsspitzen bewirkt eine starke Deformation der NF-Kurvenform; das heißt, die Niederfrequenz wird verzerrt. Wie theoretisch nachgewiesen werden kann (Fourieranalyse), treten die Harmonischen der Grundschwingungen stark in Erscheinung. Es ist deshalb erforderlich, diese die Verzerrungen verursachenden Harmonischen durch ein geeignetes, möglichst steilflankiges Filter, das nur die Frequenzen unter etwa 3 kHz hindurchläßt, auszusieben. Das Filter, bestehend aus den Schaltgliedern L, C_1, C_2 und C_3, stellt also einen Tiefpaß dar, dessen Grenzfrequenz bei 2,5 bis 3 kHz liegt. Die gleiche Filterwirkung wird sowohl mit kleinen Induktivitäten und großen Kapazitäten als auch mit großen Induktivitäten und kleinen Kapazitäten erreicht. Jedoch bestimmt die Induktivität die Größe des Abschlußwiderstands R.
Es gilt: (L ist gegeben) $R = 5{,}23 \cdot L \cdot fg$
oder, wenn R gegeben ist:

$$L = \frac{0{,}191 \cdot R}{fg}.$$

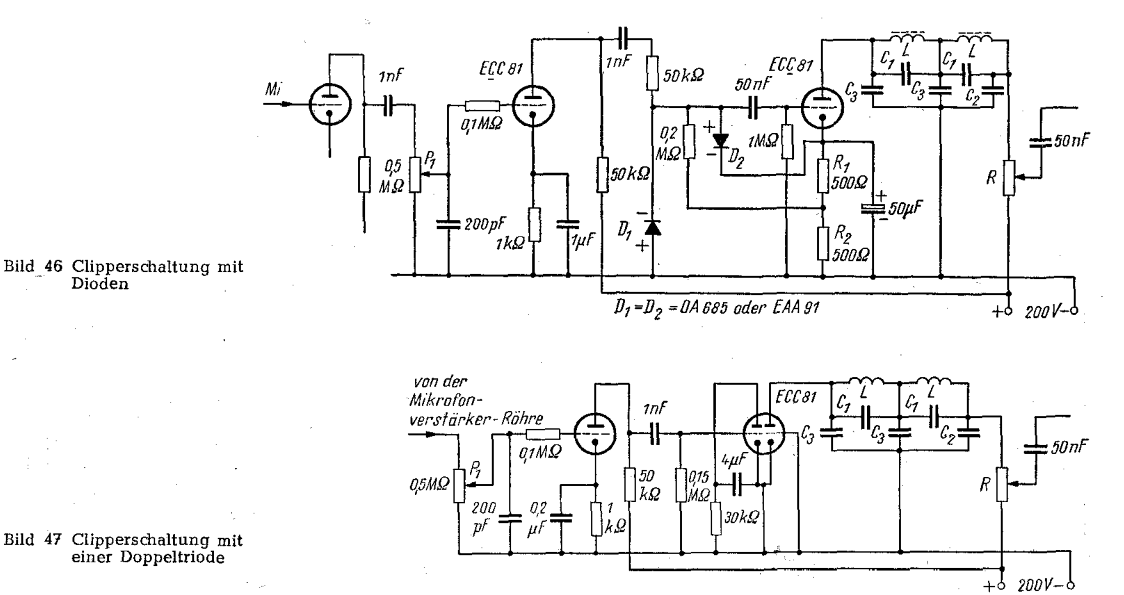


Bild 46 Clipperschaltung mit Dioden

Bild 47 Clipperschaltung mit einer Doppeltriode

Die Kondensatoren erhält man aus:

$$C_1 = \frac{86 \cdot 10^3}{fg \cdot R}; \; C_2 = \frac{191 \cdot 10^3}{fg \cdot R}; \; C_3 = \frac{C_2}{2} .$$

L in H; fg in Hz; R in Ω; C in μF.

Bei Verwendung der Görlerdrosseln F 22 (120 mH) und einer gewünschten Grenzfrequenz fg = 3,0 kHz erhält man für die Schaltglieder folgende Werte: R = 2 kOhm; C_1 = 15 nF; C_2 = 30 nF; C_3 = 15 nF. Da in diesem Falle R sehr klein ist, muß Rö 2b eine Triode sein. Besser ist jedoch ein größerer Abschlußwiderstand von etwa 15 bis 50 kOhm. Dazu sind aber auch entsprechend größere Induktivitäten erforderlich (1 bis 3,5 H).

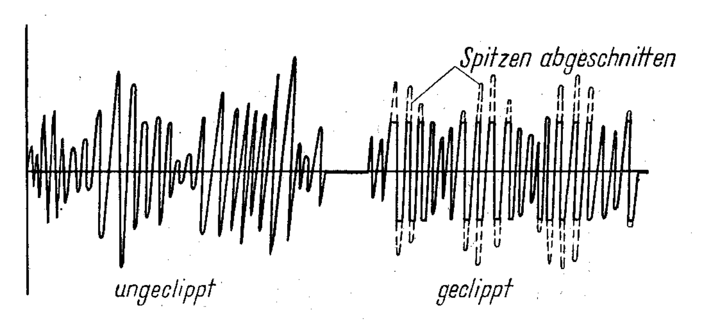


Bild 48 Wirkungsweise des Clippers

Diese Werte lassen sich leicht in streuarmer, raumsparender Ausführung unter Verwendung der Hescho-Schalenkerne aus Manifer 163 herstellen (Bild 49).

Für R = 25 kOhm und fg = 2,8 kHz braucht man

L = 1,7 H; C_1 = 1,2 nF; C_2 = 2,8 nF; C_3 = 1,4 nF.

Für die Induktivität kommt der Schalenkern 28×23 ohne Luftspalt 6053 · 10-1 : 1 Ag in Betracht, der 825 Wdg. 0,2 mm CuL erhält.

Der Clippgrad kann mit dem Regler P_1 und der Modulationsgrad mit dem Potentiometer R eingestellt werden. Da der Tiefpaß keine Begrenzung der niederen Frequenzen erlaubt,

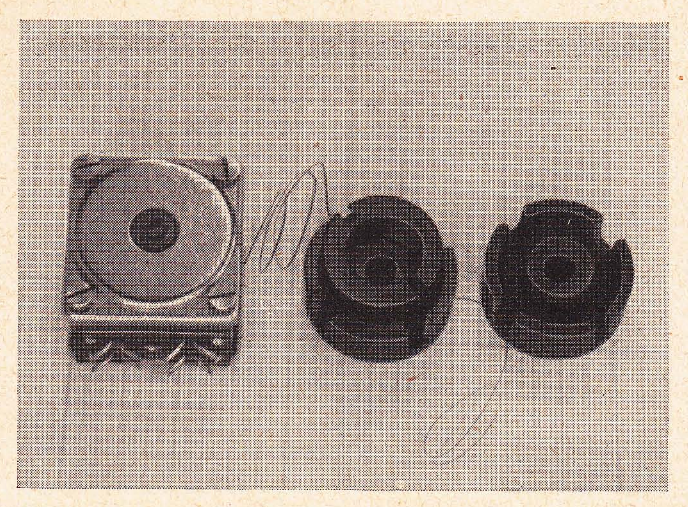


Bild 49 Hescho-Topfkerne aus Manifer

müssen die tiefen Frequenzen in bekannter Weise durch entsprechend kleine Koppel- und Katodenkondensatoren beschnitten werden. Die Tiefenbegrenzung darf nur vor dem Clipper erfolgen, da sonst neue Verzerrungen durch Phasendrehung entstehen. Deshalb haben alle Kopplungskondensatoren, die dem Tiefpaßfilter folgen, eine Kapazität von mindestens 50 nF.

Eine interessante Filterschaltung fand der Verfasser in [23]. Die Schaltung kommt ohne Induktivitäten aus, setzt aber an ihre Stelle Röhren. Man kann die Röhren als Tief- oder Hochpaß beziehungsweise in der Kombination als Bandpaß schalten. Bild 50 zeigt einen solchen Bandpaß für einen Durchlaßbereich von 200 bis 3000 Hz. Die Stufenverstärkung ist < 1. Die im Schaltbild eingekreisten Schaltelemente sind frequenzbestimmend.

Für ihre Berechnung gilt allgemein:

C_1 wird frei gewählt; $C_2 = 0{,}1 \cdot C_1$; C in μF; R in kΩ;

$R_1 = \frac{1}{6{,}28 \cdot C_1 \cdot fg}$; $R_2 = 10 \cdot R_1$; fg in kHz.

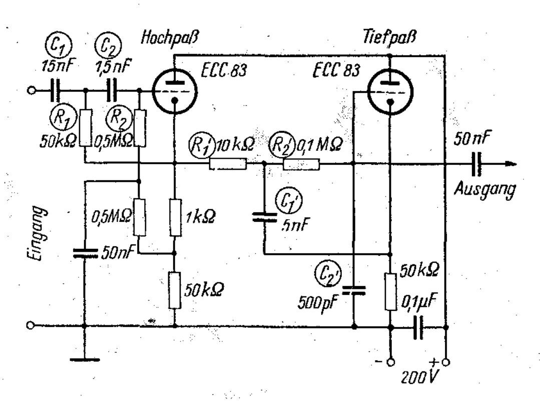


Bild 50 Bandpaß-Schaltung mit Trioden

Ein gewisser Nachteil aller Begrenzerschaltungen ist der Umstand, daß leise Raumgeräusche, selbst das Atmen des Sendeamateurs, verhältnismäßig laut über den Sender gehen. Man wird deshalb den Clippgrad beziehungsweise die Dynamikkompression nur so weit treiben, wie zur Erzielung einer gleichmäßigen Modulationstiefe unbedingt erforderlich ist.

5.8 Die Einschaltautomatik

Für eine schnelle Verkehrsabwicklung ist es angebracht, soviel wie möglich an der Sendestation zu automatisieren. Eine zweckmäßige Einrichtung ist die Einschaltautomatik, die in dem Moment Sender und Modulator ein- und den Empfänger auf „Mithören" schaltet, wenn das Mikrophon besprochen wird (Bild 51).
Durch ein Zeitglied ist es möglich, den Abfall des Relais, das diese Umschaltung vornimmt, so weit zu verzögern, daß während der normalen Wort- und Satzpausen noch keine Rückschaltung auf „Empfang" erfolgen kann. Die Wirkungsweise der Schaltanordnung ist einfach. Die NF-Spannung wird in Rö 1 verstärkt und durch die nachfolgende Diode gleichgerichtet. Die Diode ist so gepolt, daß am Röhrengitter eine positive Steuerspannung auftritt. Ohne Signal ist das Röhrensystem

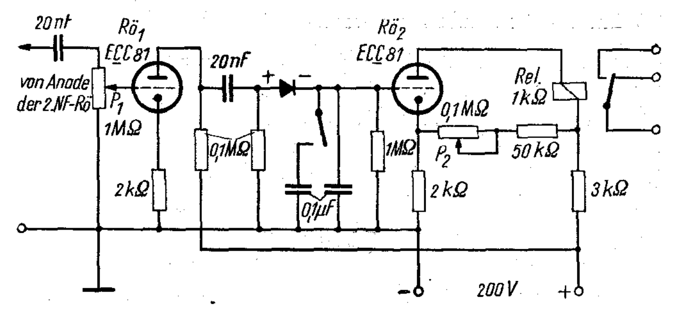


Bild 51 Einschaltautomatik

gesperrt, das Relais ist abgefallen. Beim Besprechen des Mikrophons öffnet die Steuerspannung die Röhre. Der Regler P_2 wird so eingestellt, daß die Röhre ohne Signal gesperrt ist. Mit P_1 wird die Ansprechempfindlichkeit, mit dem Schalter die Abfallverzögerung eingeregelt. In der dargestellten einfachen Form der Einschaltautomatik besteht jedoch die Gefahr, daß Geräusche, die beim Empfang vom Lautsprecher auf das Mikrophon gelangen, die Automatik auslösen. Dieser unerwünschte Effekt kann durch eine sogenannte Rückkopplungssperre verhindert werden (Bild 52). Vom Empfängerausgang gelangt ein Teil der NF-Spannung zum Gitter der Triode, wird dort verstärkt und in der Germaniumdiode OA 685 gleichgerichtet. Diese Diode ist so gepolt, daß das negative Potential an dem 1-MOhm-Widerstand liegt, der mit dem Steuergitter der Schaltröhre Rö 2 in der Automatikschaltung verbunden ist. Der Regler der Rückkopplungssperre muß nun so eingestellt werden, daß die negative Gegenspannung die positive Steuerspannung gerade aufhebt.

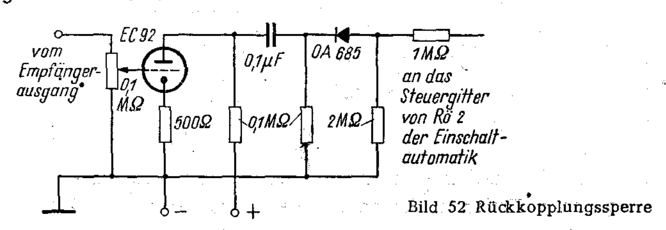


Bild 52 Rückkopplungssperre

5.9 Ein 80-W-Modulationsverstärker

In der Genehmigungsklasse 1 darf mit einem maximalen Input von 200 W gearbeitet werden. Bei Anodenmodulation wird die PA-Leistung etwas zurückgenommen, um die PA-Röhre nicht zu überlasten. Es muß dann immer noch eine Leistung von 150 W moduliert werden, wozu 75 W NF-Leistung erforderlich sind. Der in Bild 53 dargestellte Verstärker bringt diese Leistung mit Sicherheit auf. In ihm sind alle bisher besprochenen Prinzipien und Zusatzeinrichtungen, wie Frequenzbandbeschneidung auf 2,5 kHz, Amplitudenbegrenzung durch einen Clipper, Einschaltautomatik und Rückkopplungssperre, berücksichtigt. Die Röhren 7, 8 und 9 arbeiten in der Einschaltautomatik und Rückkopplungssperre; Röhre 3 ist der Sprachclipper. Der Verstärker verfügt über 3 Eingänge: einen für ein Kristallmikrophon und zwei weitere für Tonbandgerät, Plattenspieler oder Empfängerausgang. Infolge der starken Frequenzbandbeschneidung sind Musikübertragungen natürlich nicht möglich, überdies für den Amateurfunkverkehr auch gar nicht mehr zugelassen. Da Einzelheiten und Wirkungsweise bereits bekannt sind, wird von einer ausführlichen Schaltungsbeschreibung abgesehen. Natürlich ist es ohne weiteres möglich, statt des Sprachclippers einen Dynamikkompressor vorzusehen oder beispielsweise auf die Automatik zu verzichten. Bei einem so umfangreichen Verstärker empfiehlt es sich, das ganze Gerät in Baugruppen aufzuteilen, die einzeln aufgebaut und geprüft und danach zusammengefügt werden. Aufbau- und Funktionsfehler lassen sich so leicht erkennen und beseitigen. Man wird zunächst den reinen Verstärkerkanal aufbauen und danach den Clipper und die Automatik einfügen.

Der Modulationsübertrager, der für 100 W zu übertragende Leistung bei einer unteren Grenzfrequenz von 175 Hz berechnet wurde, besitzt folgende Daten:

Kern EI 130 b mit 2-mm-Luftspalt; Doppelkammerkörper;
primär: 2×1500 Wdg. 0,25 mm CuL;
sekundär: insgesamt 2600 Wdg. 0,35 mm CuL mit Anzapfungen bei 250, 1800, 2250 Wdg.

Auf beste Isolation ist Wert zu legen. Die Primärwicklung kommt zu gleichen Teilen in die beiden Kammern, wobei die Wickel-

richtung in der einen Kammer der der anderen Kammer entgegengerichtet ist. Die beiden Wicklungsanfänge werden miteinander verbunden. Diese Maßnahme dient der einwandfreien Symmetrierung. Genauere Erläuterungen hierzu findet man im Abschnitt über die Berechnungsgrundlagen der Modulationsübertrager. Die Sekundärwicklung wird gleichmäßig in beide Kammern verteilt.

Die bisher beschriebenen Verstärker bis zu 35 W Sprechleistung arbeiteten in der Endstufe in Eintakt-A- oder in Gegentakt-AB-Schaltung. Bei diesen Betriebsarten liegt der Arbeitspunkt genau in der Mitte der Röhrenkennlinie beziehungsweise zwischen unterem Knick und Mitte. Für größere Leistungen, wie beispielsweise im 80-W-Verstärker, kommt nur der B-Betrieb in Betracht, bei dem die Gittervorspannung der Gegentaktendstufe so weit negativ gemacht werden muß, daß im nichtangesteuerten Zustand nur ein geringer Anodenstrom fließen kann. Er beträgt etwa 20 bis 30% gegenüber dem Strom bei Vollaussteuerung. Damit die Gittervorspannung durch den bei Ansteuerung schwankenden Anodenstrom nicht geändert wird, darf sie nicht mehr automatisch durch einen Katodenwiderstand erzeugt, sondern muß einem Spannungsteiler oder einem besonderen Gitterspannungsgleichrichter entnommen werden. Charakteristische Betriebswerte für 2×EL 34 bei 800 V Anodenspannung sind: $U_{g2} = 400$ V; $R_{aa} = 11$ kOhm;

	nicht angesteuert	volle Aussteuerung
U_{g1}	— 39 V	—39 V
I_a	2×25 mA	2×91 mA
$U_{g1} \sim$	0	23,4 V
$N_a \sim$	0	100 W
k	—	5%

Die Sekundärseite des Modulationsübertragers muß bei A_1-Betrieb durch ein Quecksilberrelais kurzgeschlossen werden. Ferner ist der Verstärker abzuschalten, wenn nicht gesendet wird. Die Sekundärseite größerer Modulationsübertrager sollte außerdem mit einer Funkenstrecke (4 mm Elektrodenabstand) versehen werden, um den Übertrager vor gefährlichen Spannungsspitzen zu schützen.

Noch ein Wort zur Aufgabe der im Verstärker enthaltenen Einstellregler:
Mit P_1 wird der Clippgrad, mit P_2 der Modulationsgrad bei eingeschaltetem Clipper, mit P_3 der Modulationsgrad bei ausgeschaltetem Clipper eingestellt. P_4 ist ein Symmetrieregler für die Einstellung gleicher NF-Steuerspannungen der Gegentaktendröhren (nur mit Röhrenvoltmeter meßbar). P_5 und P_6 sind die Regler für die Ansprechempfindlichkeit der Einschaltautomatik und die Rückkopplungssperre. P_7 stellt ein Überblendpotentiometer für den zweiten und dritten NF-Eingang dar.
Mit dem Sende-Empfangsrelais sollte man beim Umschalten auf „Empfang" nicht nur den Verstärkerkanal kurzschließen, sondern auch die Anodenspannung oder die Schirmgitterspannung von den Endröhren abtrennen.
Bei der Planung eines neuen Senders wird man die Stromversorgung so auslegen, daß die Modulatorendstufe mit aus dem Sendernetzteil gespeist werden kann. Es sind dann etwa folgende Spannungen und Stromstärken erforderlich:
800 V/0,4 A (Mod. 190 mA; PA 200 mA) und 400 V/0,1 A.
Als Gleichrichterröhren empfehlen sich zwei Stück G 7,5/0,6 d und als PA-Röhren ein Stück SRS 551 oder zwei Stück SRS 552. Der Modulator erhält zweckmäßig einen Netztransformator, der alle Heizspannungen, die Gittervorspannung für die Modulatorendstufe und die Anodenspannung der Vorstufen liefert.

5.10 Zwei 100-W-Endstufen

Abschließend seien in den Bildern 54 und 55 noch zwei Leistungsendstufen gezeigt, die 100 W NF oder mehr abgeben können. Die eine Schaltung benutzt zwei SRS 552 in Klasse-B-Betrieb. Sie kann durch einen kleinen 4-W-Verstärker angesteuert werden. Sofern die Eingangsröhren Rö 1, Rö 2a, b und Rö 3 des 80-W-Verstärkers vorgeschaltet werden sollen, muß zwischen Rö 2b und die Gegentaktendstufe eine weitere Röhre angeordnet werden, die etwa 2 W NF zur Ansteuerung der Endstufe liefern kann. Es empfiehlt sich die Verwendung einer EL 84 in Triodenschaltung, die die Steuerleistung gerade

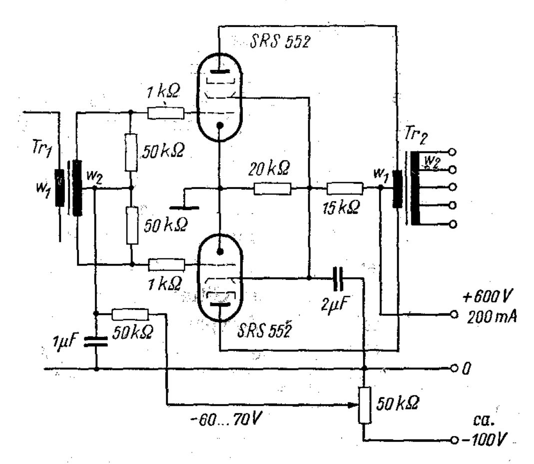


Bild 54 Eine 100-Watt-Modulatorendstufe

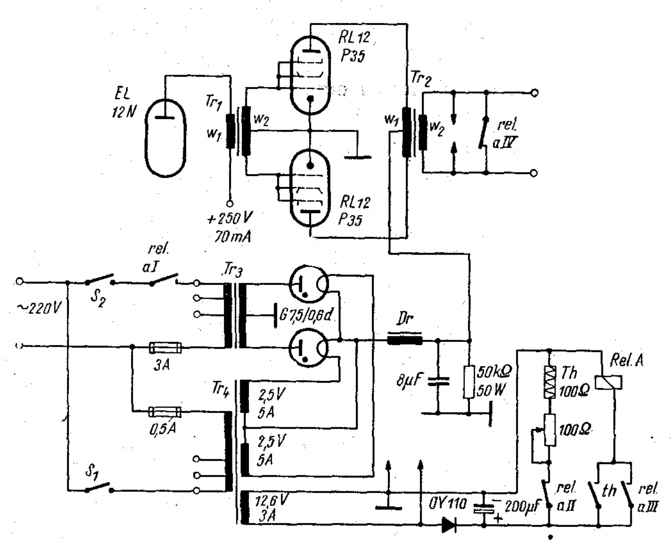


Bild 55 100 ... 200-Watt-Endstufe mit Netzteil

aufbringen kann. Das Schirmgitter wird mit der Anode verbunden und die Katodenkombination mit 250 Ohm und 50 μF gewählt. Die Gittervorspannung der Gegentaktendstufe wird am Spannungsteiler (50 kOhm) auf 60 bis 70 V eingestellt. Der Treiberübertrager ist der gleiche wie für den 30-W-Endverstärker (Abschnitt 5.4), der Modulationsübertrager entspricht dem im 80-W-Verstärker verwendeten.

Der zweite Schaltungsvorschlag stellt eine interessante Lösung dar, bei der zwei RL 12 P 35 derart als Trioden geschaltet sind, daß sämtliche Gitter miteinander in Verbindung stehen. Sie erhalten eine Vorspannung von 0 V. Durch die drei auf Nullpotential liegenden Gitter wird der Anodenstrom in nichtangesteuertem Zustand auf wenige mA begrenzt. Wird angesteuert, öffnet jeweils die positive Halbwelle der NF eine Röhre. Wie bei jeder Gegentaktstufe setzen sich die Anodenstromimpulse der beiden Röhren wieder zur Originalschwingung zusammen.

Da beim Ansteuern ein kräftiger Gitterstrom (bis 30 mA) auftritt, ist eine erhebliche Steuerleistung erforderlich. Man benötigt etwa 4 bis 6 W. Es muß deshalb eine EL 12 N als Vorröhre eingesetzt werden. Noch besser dürfte sich eine Gegentakt-Triodenschaltung als Treiber eignen. Hierfür ließen sich zwei Stück EL 84 in Triodenschaltung, die zur Ansteuerung eben noch ausreichen, oder eine 6 N 7 verwenden.

Der Anodenstrom der Endstufe schwankt zwischen 10 mA und 280 mA. Damit die Anodenspannung nicht zusammenbricht oder starken Schwankungen unterliegt, braucht man einen Netzteil mit geringem Innenwiderstand. Es wird deshalb notwendig sein, Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren (G 7,5/0,6 d) mit Drosseleingang zu verwenden. Im Schaltbild ist ein solcher Netzteil dargestellt.

Die charakteristischen Betriebswerte bei verschiedenen Anodenspannungen sind etwa:

U_a	700 V	1000 V	1250 V
$U_g =$	0 V	0 V	0 V
I_a	7 ... 280 mA	10 ... 280 mA	12 ... 280 mA
I_g	0 ... 30 mA	0 ... 30 mA	0 ... 30 mA
$N_{st} \sim$	5 W	5 W	5 W

$N_a \sim$	100 W	150 W	200 W
R_{eing}	16 kΩ	16 kΩ	16 kΩ
R_{aa}	6 kΩ	7 kΩ	8 kΩ

Zum Netzteil ist zu sagen, daß die Gleichrichterröhren G 7,5/0,6 d mindestens 30 Sekunden vorgeheizt werden müssen, bevor die Anodenspannung zugeschaltet wird. Es werden deshalb zuerst der Heiztrafoschalter und danach der Anodentrafoschalter betätigt. Die Relaisschaltung, bestehend aus dem Thermorelais und dem Relais A, verhindert ein vorzeitiges Aufschalten der Anodenspannung, was zur Beschädigung oder gar Zerstörung der Gleichrichterröhren führen würde. Nach 30 oder mehr Sekunden wird th betätigt, so daß Rel. A seinen Anker anzieht. Dieses schaltet mit seinem Kontakt rel. aII das Thermorelais ab, und mit rel. aIII hält es sich selbst. Der ebenfalls betätigte Kontakt rel. aI, der ein Starkstromkontakt sein muß, legt die Netzspannung an T_3. Da für Rel. A gewöhnlich ein Schwachstromrelais verwendet werden wird, muß man noch ein Starkstromrelais hinzufügen, das vom Kontakt rel. aI betätigt wird. Ein weiterer Kontakt dieses zusätzlichen Relais (am besten ein Quecksilberschaltröhrchen) könnte zum Kurzschließen der Sekundärwicklung des Modulationsübertragers verwendet werden, so daß bei CW-Verkehr der Ausgangsübertrager nicht vom PA-Anodenstrom durchflossen wird. Dieser beim Telegrafieren stoßweise auftretende Strom würde in den Übertragerspulen Induktionsspannungen hervorrufen und das Telegrafiezeichen verformen.

Die am Heiztrafo vorgesehenen Anzapfungen dienen lediglich dazu, die Heizspannungen der Gleichrichterröhren auf genau 2,5 V einzustellen. Vom Röhrenhersteller wird verlangt, die Heizspannung mit $\pm 5\,\%$ Toleranz einzuhalten. Die primärseitigen Anzapfungen am Hochspannungstrafo T_3 sollen dagegen ein Herunterregeln der Anodenspannung ermöglichen. Wird die Primärwicklung für 220/260/310 V ausgelegt, ergeben sich bei 220 V Netzspannung Einstellmöglichkeiten für die Anodenspannung auf 1200/1000/850 V. Die primärseitige Spannungsregulierung läßt sich einfacher und ungefährlicher vornehmen als eine sekundärseitige. Allerdings ist der Einstellbereich begrenzt.

Mit vorstehender Beschreibung soll die Betrachtung der Modulationsverstärker abgeschlossen werden. Es sei nur noch erwähnt, daß sich für transportable Sendeeinrichtungen die Verwendung von Transistoren im Modulator anbietet, wodurch eine weitgehende Entlastung des Stromversorgungsteiles erreicht wird. Mit den zur Zeit verfügbaren Leistungstransistoren OC 831 lassen sich in Gegentaktschaltungen maximal 4 W NF-Leistung erzielen. Das ist eine Leistung, die für transportable Stationen durchaus diskutabel ist, lassen sich doch immerhin PA-Stufen bis zu 8 W Input in der Anode modulieren. Von Gittermodulationen sollte man in Portablestationen absehen. Der Wirkungsgrad und die Seitenbandleistung sind dann allzu bescheiden. Im Rahmen dieser Broschüre ist es nicht möglich, auf die speziellen Probleme transistorisierter Modulationsverstärker einzugehen. Diese werden in einer besonderen Arbeit behandelt, die sich ausschließlich mit transportablen Geräten befaßt. Der interessierte Leser sei auf bisher erschienene Literatur verwiesen [24], [25], [26].

6. BERECHNUNG UND KONSTRUKTION VON MODULATIONSÜBERTRAGERN

Wie bei jedem Transformator bestimmt die zu übertragende Leistung N die Größe des effektiven Eisenquerschnitts Q_e, die in den Wicklungen induzierten Spannungen E bestimmen die Windungszahlen w und die durch die Wicklungen fließenden Ströme I die notwendigen Drahtquerschnitte und damit den Drahtdurchmesser d. Für Eisenquerschnitt und Windungszahlen sind ferner die untere Grenzfrequenz, die gerade noch übertragen werden soll, und der vorhandene Luftspalt von Bedeutung.

Der durch die Spulen fließende Strom ruft eine bestimmte Feldstärke $\mathfrak{H} = \frac{I \cdot w}{l}$ hervor, die im Eisenkern eine Kraftflußdichte $\mathfrak{B}$ zur Folge hat. Bei einer Luftspule ist die Kraftflußdichte proportional der Feldstärke; bei einer Eisenkernspule

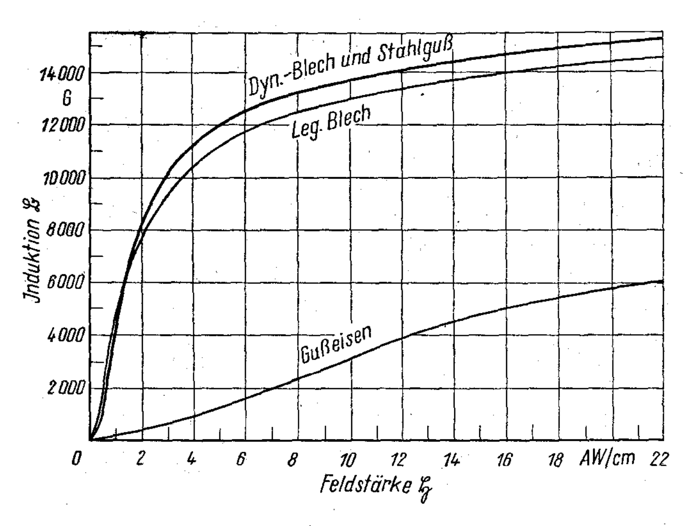


Bild 56 Magnetisierungskurven

folgt dagegen $\mathfrak{B}$ der Magnetisierungskurve (Bild 56). Von einer bestimmten Feldstärke an steigt $\mathfrak{B}$ nur noch wenig an, da das Eisen magnetisch gesättigt ist.
Die in der Sekundärspule hervorgerufene Induktionsspannung errechnet sich aus $E = \frac{\Delta\mathfrak{B} \cdot Qe \cdot w}{\Delta t}$. Soll der sekundäre Spannungsverlauf dem primären genau entsprechen, darf die Magnetisierungskurve nur im geraden Teil ausgenutzt werden. Man wählt deshalb den Eisenquerschnitt so groß, daß eine maximale Kraftflußdichte von 5000 bis 7000 Gauß nicht überschritten wird. Außerdem sieht man einen Luftspalt vor, der den magnetischen Widerstand erheblich vergrößert. Dadurch wird erreicht, daß der durch die Wicklungen fließende Anodengleichstrom nur eine geringe Vormagnetisierung des Kernes hervorruft. Bei Eintaktübertragern, deren Primär- und Sekundärspulen von Gleichstrom durchflossen werden, kann man die Spulen so schalten, daß sich die erzeugten Magnetfelder gegenseitig aufheben oder zumindest schwächen. Dann darf der Luftspalt sehr klein (z. B. 0,3 mm) gewählt werden; unter Umständen kann ganz darauf verzichtet werden. Den Kernquerschnitt darf man unter dieser Voraussetzung ungewöhnlich klein wählen. Auch kommt man mit geringeren Windungszahlen aus. Als Faustregel gilt, daß gegenüber einem normal berechneten Übertrager von Querschnitt und Windungszahlen etwa 30% abgezogen werden können.
Damit der Amateur in die Lage versetzt wird, die notwendigen Berechnungen selbst auszuführen, seien im folgenden stark vereinfachte, für die Amateurpraxis aber völlig ausreichende Berechnungsgrundlagen gegeben. Da die Spezialübertrager im Handel nicht zu haben sind, ist immer eine Sonderanfertigung notwendig. Für die speziellen Berechnungen möchten die Wickeleien aber nicht gern die Verantwortung übernehmen, so daß der Amateur nicht um eine eigene Berechnung herumkommt. Mit der Kenntnis der dargestellten Grundlagen ist es auch leicht möglich, vorhandene alte Trafobleche mit eventuell nicht einmal genormten Blechschnitten nutzbar zu machen.
Wenn neue Kerne verwendet werden, kommen die genormten M- und EI-Schnitte in Frage (Bild 57 und Tafel 1). Bei den

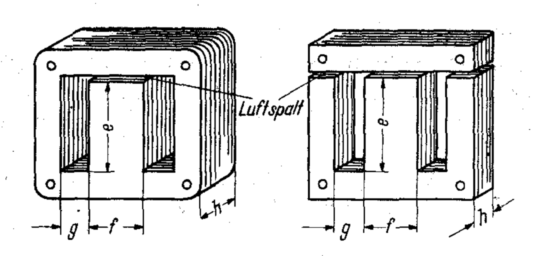


Bild 57 Trafokerne als M- und EI-Schnitte

M-Schnitten ist der Luftspalt durch die Herstellung gegeben. Stehen keine Bleche mit Luftspalt zur Verfügung, muß man den Mittelsteg etwas abschleifen oder abfeilen, um den gewünschten Spalt zu erhalten. Bei den EI-Schnitten ist die Sache wesentlich einfacher, da sich jeder beliebige Luftspalt durch Zwischenlage eines Hartpapierstreifens zwischen E-Kern und Joch einstellen läßt. Dabei ist zu beachten, daß beispielsweise ein 1 mm starker Pappstreifen einen doppelt so großen, also 2 mm langen Luftspalt bedingt. Die magnetischen Kraftlinien müssen ja zweimal den Luftspalt passieren; nämlich einmal am mittleren Steg und ein zweites Mal an den äußeren Schenkeln. Der wirksame Luftspalt soll normalerweise bei Kernen bis M 55; EI 66 0,5 mm, bis M 85; EI 106 1 mm und bei Blechen ab M 102; EI 130 2 mm betragen.

Als erstes wird der notwendige Kernquerschnitt $Qe = f \cdot h$ errechnet. Dieser ergibt sich zu

$$Qe_{eff} = 18 \sqrt{\frac{N}{f_u}} \quad (Qe \text{ in cm}^2; \quad N \text{ in W}; \quad f_u \text{ in Hz}) \qquad (13)$$

Dieses ist der tatsächlich vorhandene Eisenquerschnitt. Die Eisenkerne der Übertrager sind bekanntlich aus Blechen zusammengesetzt, die durch eine aufgeklebte Papier- oder Lackschicht zur Verminderung von Wirbelströmen voneinander isoliert sind. Die Multiplikation der geometrischen Abmessungen des mittleren Steges $f \cdot h$ ergibt die theoretische Fläche des Kernes. Zur Berücksichtigung der durch Papier, Lack oder Luft ausgefüllten Blechzwischenräume muß ein Korrekturfaktor von etwa 0,9 angesetzt werden. Erhält man beispielsweise durch

Multiplikation von f · h des Normkernes EI 130a (siehe Tafel 1) einen Querschnitt von 3,5 cm × 3,5 cm = 12,25 cm², so ist der effektive, das heißt der tatsächlich wirksame Querschnitt nur 12,25 cm² × 0,9 = 11 cm². Diesen Wert findet man in der Tafel 1 in Spalte 2.

Beispiel: Es soll ein Übertrager für eine Leistung von 60 W bei einer unteren Grenzfrequenz von $f_u = 175$ Hz dimensioniert werden; dann ergibt sich $Qe_{eff} = 18 \sqrt{\frac{60}{175}} = 10{,}5\ \text{cm}^2$. Laut Tabelle kommt hierfür ein Kern M 102a oder EI 130a mit je 11 cm² in Betracht. Nach Möglichkeit sind Bleche von 0,35 mm Stärke zu verwenden. Die ebenfalls üblichen Bleche von 0,5 mm Stärke ergeben höhere Wirbelstromverluste.

Nun wird die in der Primärwicklung auftretende höchste NF-Spannung bestimmt:

$$E_p = \sqrt{N \cdot R_{nf}} \quad (E_p \text{ in V}; \quad N \text{ in W}; \quad R_{nf} \text{ in } \Omega). \qquad (14)$$

R_{nf} ist der notwendige Anpaßwiderstand (Außenwiderstand) der Modulatorendstufe.

Beispiel: Die Modulatorendstufe ist mit 2 × SRS 552 bestückt, die 60 W abgeben und einen Anpaßwiderstand von 10 kOhm erfordern:

$$E_p = \sqrt{60 \cdot 10^4} = 775 \text{ V}.$$

Mit den so gewonnenen Werten läßt sich nun die Primärwindungszahl ausrechnen:

$$w_p = \frac{7000 \cdot E_p}{Qe_{eff} \cdot f_u}. \qquad (15)$$

Für unser Beispiel wird $w_p = \frac{7000 \cdot 775}{11 \cdot 157} = 2800$ Wdg.

Da eine Gegentaktendstufe vorliegt, wird die errechnete Gesamtwindungszahl in zwei gleiche Teile zu je 1400 Wdg. aufgeteilt. Um die sekundäre Windungszahl bestimmen zu können, braucht man den Außenwiderstand der PA-Stufe (Formel 7);

$$w_s = w_p \cdot \sqrt{\frac{R_a}{R_{nf}}} \qquad (16)$$

Beispiel: Als PA wird SRS 551 mit $U_a = 700$ V; $I_a = 170$ mA verwendet. Dann ist $R_a = \frac{700 \text{ V}}{170 \text{ mA}} = 4{,}12$ kOhm, und die Sekundärwindungszahl wird $w_s = 2800 \cdot \sqrt{\frac{4120}{10000}} = 1800$ Wdg.

Für die Berechnung der Drahtdurchmesser ist der durch die Wicklungen fließende Strom maßgebend. Man verwendet die zugeschnittene Größengleichung

$$d = \sqrt{I \cdot 0{,}6} \quad (I \text{ in A}; \ d \text{ in mm}) \qquad (17)$$

Für unser Beispiel ergibt sich mit $I = 0{,}17$ A für die Sekundärspule ein Drahtdurchmesser von $d_s = \sqrt{0{,}17 \cdot 0{,}6} = 0{,}32$ mm. In der Primärwicklung fließen bei Verwendung der SRS 552 maximal 0,12 A, so daß die notwendige Drahtstärke $d_p = \sqrt{0{,}12 \cdot 0{,}6} = 0{,}28$ mm wird.

Bei allen Gittermodulationsarten wird die Sekundärseite des Übertragers entweder von keinem oder nur einem ganz geringen Gleichstrom durchflossen. Man legt deshalb den Drahtdurchmesser so fest, daß die Sekundärspule den gleichen Wicklungsquerschnitt beansprucht wie die Primärspule. Ist der Platz auf dem Spulenkörper knapp, kann man in diesem Falle sekundärseitig auch eine etwas geringere Drahtstärke vorsehen. Bevor die Wickelarbeit ausgeführt wird, muß man noch überprüfen, ob die errechneten Windungszahlen mit den festgelegten Drahtdurchmessern auch tatsächlich auf dem zum Kern gehörigen Wickelkörper untergebracht werden können. Zu dieser Überprüfung braucht man die Fensterfläche des Kernes, die man ebenfalls aus Tafel 1 erhält. Sie ergibt sich aus der Multiplikation $F = e \cdot g$ (cm²). Für den Kern EI 130 ist sie beispielsweise $F = 3 \text{ cm} \cdot 7 \text{ cm} = 21 \text{ cm}^2$. Der Kern M 102 weist nur eine Fensterfläche von $F = 11{,}5 \text{ cm}^2$ auf. Der so errechnete Fensterquerschnitt kann aber nicht vollständig für

die Wicklung verwendet werden. Einen beträchtlichen Teil davon nehmen der Wickelkörper und die Isolation zwischen den Lagen und den Primär- und Sekundärspulen ein. Für die Wicklungen selbst bleiben etwa 50 % übrig.

Stellt man fest, daß für die reine Drahtwicklung mehr als 50 % der verfügbaren Fläche beansprucht werden, muß man den nächstgrößeren Eisenkern wählen und die Berechnungen mit dem neuen Eisenquerschnitt wiederholen. Keinesfalls spare man Isolation! In Übertragern für Anodenmodulation treten erhebliche Spannungen auf. In unserem durchgerechneten Beispiel waren es 775 V NF-Spannung. Dazu kommt noch die Anodengleichspannung, so daß sich Spannungsspitzen bis 2000 V ergeben. Die Isolation sollte also schon für eine Prüfspannung von 5000 V bemessen sein. Bei Übertragern für Gittermodulation braucht man nicht so weit zu gehen. Dort kann die Isolation sparsamer angewendet und der Wickelraum besser ausgenutzt werden.

Nun zurück zu unserem Beispiel. Für die Berechnung des notwendigen Wickelquerschnittes nehmen wir rechteckigen Drahtquerschnitt mit einer Kantenlänge an, die gleich dem Drahtdurchmesser ist. Vorher schlagen wir aber 13 % für die Drahtisolation hinzu. Somit erhalten wir die einfache Formel

$$F_p \text{ bzw. } F_s = w \cdot (d \cdot 1{,}13)^2 \quad (d \text{ in mm; } F \text{ in mm}^2). \qquad (18)$$

Wir erhalten für $F_p = 2800 \cdot (0{,}28 \cdot 1{,}13)^2 = 2800 \cdot 0{,}1 = 280 \text{ mm}^2$
und für $F_s = 1800 \cdot (0{,}35 \cdot 1{,}13)^2 = 1800 \cdot 0{,}16 = 280 \text{ mm}^2$.

Das sind insgesamt 560 mm² oder 5,6 cm². Die Wicklung läßt sich bequem auf einem M 102-Kern mit 11,5 cm² Wickelfläche unterbringen. Wird ein EI 130-Kern benutzt, kann die reichlich vorhandene Wickelfläche durch größere Drahtdurchmesser ausgenutzt werden. Noch einfacher gestaltet sich die Berechnung der notwendigen Wickelfläche unter Verwendung der Tafel 6. In ihr sind für die wichtigsten Drahtdurchmesser die Anzahl der Windungen angegeben, die auf 1 cm² Wickelfläche untergebracht werden können.

Das folgende Berechnungsbeispiel zeigt, wie der Übertrager der 35-W-Endstufe berechnet wurde:

Gegeben: $N_{NF} = 35$ W; $2 \times$ EL 34 mit $R_{nf} = 3{,}4$ kOhm;
$I_a = 95$ mA,
$f_u = 200$ Hz;

PA mit SRS 552; $U_a = 700$ V; $I_a = 90$ mA;
$R_a = 7{,}8$ kΩ; ferner sollen Anpaßmöglichkeiten für $R_a = 3; 4; 5; 6; (7{,}5)$ und 9 kOhm vorgesehen werden. Die Sekundärspule muß also mehrere Anzapfungen erhalten.

Eisenquerschnitt $\quad Qe_{eff} = 18 \cdot \sqrt{\frac{35}{200}} = 7{,}5 \text{ cm}^2$

gewählt M 85 mit $\quad Qe_{eff} = 8{,}8 \text{ cm}^2$

Primärspannung $\quad E_p = \sqrt{35 \cdot 3400} = 350$ V

Primärwindungszahl $w_p = \frac{7000 \cdot 350}{200 \cdot 8{,}8} = 1400$ Wdg.

Sekundärwindungszahlen

$$\text{für } R_a = 9 \text{ k}\Omega \quad w_s = w_p \cdot \sqrt{\frac{9}{3{,}4}} = 1400 \cdot \sqrt{\frac{9}{3{,}4}} = 2280 \text{ Wdg}$$

$$\text{für } R_a = 7{,}5 \text{ k}\Omega \quad w_s = 1400 \cdot \sqrt{\frac{7{,}5}{3{,}4}} = 2080 \text{ Wdg}$$

$$\text{für } R_a = 6 \text{ k}\Omega \quad w_s = 1400 \cdot \sqrt{\frac{6}{3{,}4}} = 1860 \text{ Wdg}$$

$$\text{für } R_a = 5 \text{ k}\Omega \quad w_s = 1400 \cdot \sqrt{\frac{5}{3{,}4}} = 1700 \text{ Wdg}$$

$$\text{für } R_a = 4 \text{ k}\Omega \quad w_s = 1400 \cdot \sqrt{\frac{4}{3{,}4}} = 1520 \text{ Wdg}$$

$$\text{für } R_a = 3 \text{ k}\Omega \quad w_s = 1400 \cdot \sqrt{\frac{3}{3{,}4}} = 1320 \text{ Wdg}$$

Es wird folgende Lösung zur Herstellung der Anzapfungen gewählt: Insgesamt erhält die Sekundärwicklung 2280 Wdg mit Anzapfungen bei 180/1520/1860 Wdg. Auf diese Weise lassen sich alle geforderten Anpassungswerte einstellen. So liegt beispielsweise zwischen der 180-Wdg-Anzapfung und dem Anschluß der 1860-Wdg-Anzapfung die Windungszahl

von 1680 (gefordert 1700 Wdg.) für eine Impedanz von 5 kOhm.

Drahtstärken $d_p = \sqrt{0{,}095 \cdot 0{,}6} = 0{,}25$ mm

$d_s = \sqrt{0{,}090 \cdot 0{,}6} = 0{,}25$ mm

Wickelfläche $F_p = 1400 \cdot (0{,}25 \cdot 1{,}13)^2 = 112$ mm²

$F_s = 2280 \cdot (0{,}25 \cdot 1{,}13)^2 = 182$ mm²

insgesamt etwa 300 mm² = 3 cm²

vorhandene Wickelfläche $F = 1{,}35 \cdot 5{,}6 = 7{,}6$ cm².

Die Wicklungen lassen sich einschließlich Isolation ohne weiteres unterbringen.

Der mechanischen Ausführung der Modulationsübertrager ist besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Die in Über-

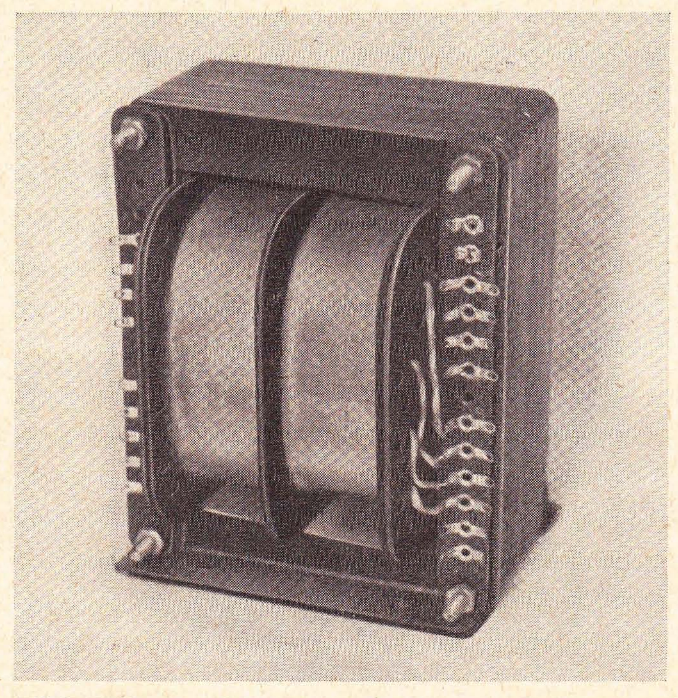


Bild 58 Modulationsübertrager mit Doppelkammerkörper

tragern für Anodenmodulation auftretenden großen Spannungsspitzen verlangen eine sorgfältige Lagenisolation, wobei jede Lage durch eine Schicht Papier von der folgenden isoliert wird und eine ausgezeichnete Isolation durch mehrfache Papier-, besser Styroflexfolie-Lagen, zwischen Primär- und Sekundärwicklung sowie zwischen den Wicklungen und dem Kern vorgesehen werden muß.
Bei größeren Übertragern (etwa ab 60 W) empfiehlt sich die Verwendung sogenannter Doppelkammerkörper (Bild 58). Die beiden Gegentakthälften der Primärwicklung kommen in je eine Kammer, während die Sekundärwicklung zu gleichen Teilen über die Primärwicklung gewickelt in beide Kammern verteilt wird. Auf diese Weise ergeben sich für die Primärhälften gleiche Wicklungswiderstände. Eine noch bessere Symmetrie erhält man, wenn die beiden Spulenhälften der Primärwicklung gegensinnig gewickelt und die Wicklungsanfänge miteinander verbunden werden. Leider wird jedoch die magnetische Symmetrie durch den Luftspalt gestört. Die Induktion im Eisenkern ist durch die luftspaltnahe Spule wesentlich kleiner als durch die luftspaltferne, so daß die Gegentaktröhren auf unterschiedliche Außenwiderstände arbeiten würden, wenn hiergegen keine Maßnahmen getroffen werden. Es ist notwendig, den Luftspalt auf beide Kernseiten aufzuteilen. Das Blechpaket wird zu diesem Zwecke zur Hälfte von links und zur anderen Hälfte von rechts in den Spulenkörper eingesetzt. Um den Luftspalt an der Berührungsstelle der Blechhälften nicht magnetisch kurzzuschließen, muß an dieser Stelle ein 2 bis 3 mm dickes Pertinaxstück eingefügt werden, das die gleiche geometrische Form wie die Kernbleche hat. Durch diese Maßnahme wird sowohl der effektive Eisenkernquerschnitt als auch der zur Verfügung stehende Wickelraum vermindert. Diese Tatsache muß man natürlich bei der Berechnung berücksichtigen.
Größere Übertrager für Anodenmodulation sollte man unbedingt im Vakuum tränken lassen, um alle Luftzwischenräume zu beseitigen und die mechanische Stabilität der Wicklungen zu erhöhen.

7. MODULATIONSKONTROLLEINRICHTUNGEN

Wie wir wissen, bestimmt die Güte einer Modulation die Brauchbarkeit der Telefonieverbindungen. Die im allgemeinen im Sender eingebauten Gitter- und Anodenstrommesser gestatten keine Kontrolle der Modulationsqualität. Lediglich bei völlig falscher Einstellung der Sendeanlage weisen sie auf diesen Fehler hin. Weder bei Frequenz- noch bei Amplitudenmodulation dürfen Gitter- und Anodenstrommesser der PA-Stufe in ihrem Anzeigewert schwanken. Lediglich der Antennenstrom muß bei Amplitudenmodulation ansteigen. Hundertprozentige Modulation mit einem Sinuston bewirkt ein Anwachsen des Antennenstromes auf den 1,22fachen Wert gegenüber dem unmodulierten Zustand. Die häufig aus Sparsamkeitsgründen als Antennenstromindikatoren verwendeten Glüh- oder Glimmlampen lassen nur eine relative Beurteilung des Modulationszustands zu. Bei allen Amplitudenmodulationsarten müssen sie beim Besprechen des Mikrophons heller aufleuchten. Ein Dunklerwerden deutet auf negative und damit unbrauchbare Modulation hin. Die Ursache könnte beispielsweise darin liegen, daß versäumt wurde, die gittermodulierte Stufe auf Mittelstricheinstellung zu bringen.

Zur Feststellung zu schwacher oder Übermodulation braucht man spezielle Kontroll- und Meßeinrichtungen. Keinesfalls darf an der Amateur-Sendestation eine Mithöreinrichtung fehlen, die das von der Sendeantenne abgestrahlte Signal gleichrichtet und in einem Kopfhörer hörbar macht. Infolge der großen Feldstärke in Sendernähe genügt eine aperiodische Dioden- oder Audionschaltung, die mit einer kleinen Hilfsantenne ausgerüstet ist (Bild 59). Auch der Griddipper, der wohl an keiner Sendestation fehlt, kann für diesen Zweck herangezogen werden.

Der Verfasser benutzt den Stationsempfänger zum Mithören. Ein Relaiskontakt schließt beim Senden den Antenneneingang kurz; über einen zweiten Kontakt wird den HF- und

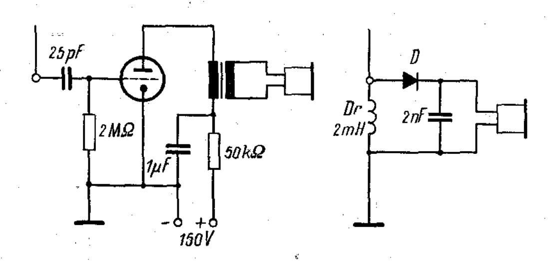


Bild 59 Einfache Mithöreinrichtungen

ZF-Stufen eine so große negative Spannung erteilt, daß sich im Kopfhörer gerade eine genügend große Mithörlautstärke ergibt.

Erfahrungsgemäß lassen sich mit den genannten Kontrollmethoden starke Verzerrungen und Brummerscheinungen gut erkennen. Der Modulationsgrad kann mit diesen Methoden aber nicht einmal annähernd eingeschätzt werden. Auch sind beim Abhören der eigenen Sprache geringe Verzerrungen und die Frequenzlage nur schwer feststellbar. Eine objektive Untersuchung ist nur mit optischen Verfahren möglich.

Die besten und genauesten Ergebnisse liefert der Katodenstrahloszillograph. Da Heiz- und Anodenspannung zum Betrieb einer Katodenstrahlröhre bereits im Sender vorhanden sind, bereitet der Einbau einer solchen Röhre in den Sender keine besonderen Umstände. An die Y-Platten (vertikale Ablenkung) wird die modulierte HF-Spannung über eine induktive oder kapazitive Kopplung mit dem PA-Kreis angelegt. Die X-Platten (horizontale Ablenkung) erhalten vom Modulationsverstärker eine entsprechend dosierte NF-Spannung (Bild 60 und 61). Mit P_1 wird die Helligkeit, mit P_2 die Punktschärfe und mit P_3 die Größe der Ablenkspannung (X-Achse) eingestellt. Der Relaiskontakt rel ist bei „Empfang" geöffnet. Am 50-kOhm- bzw. 0,3- MOhm-Widerstand fällt dann eine Spannung ab, die die Katodenstrahlröhre abdunkelt. Dadurch wird der Leuchtschirm geschont und seine Lebensdauer erhöht.

Je nach Modulationsgrad zeigt sich auf dem Schirm der Braunschen Röhre ein Trapez ($m < 1$) oder ein Dreieck ($m = 1$). Aus

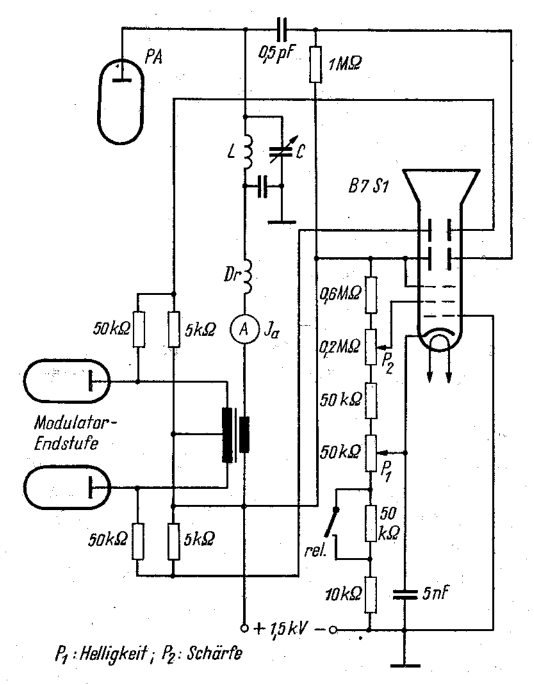


Bild 60 Katodenstrahlröhre zur Modulationsgradmessung I

dem Seitenverhältnis des Trapezes ergibt sich der Modulationsgrad $m = \frac{A-B}{A+B} \cdot 100\%$ (Bild 62).

Bildet sich ein Dreieck, dessen Spitze zu einer Geraden ausläuft, liegt Übermodulation vor. Ungerade Trapezflächen, tonnen- oder kissenförmige Verzeichnungen der Begrenzungslinien deuten auf Verzerrungen als Folge falscher Arbeitspunkteinstellung der PA oder des Modulators hin.

In noch einfacherer Weise kann man mit einem kompletten Oszillographen eine Modulationskontrolle durchführen, indem man nur an die Meßplatten (Y-Achse) die modulierte HF-Spannung anlegt und die Zeitablenkung des Oszillographen verwendet. Man erhält dann auf dem Schirm der Röhre eine Dar-

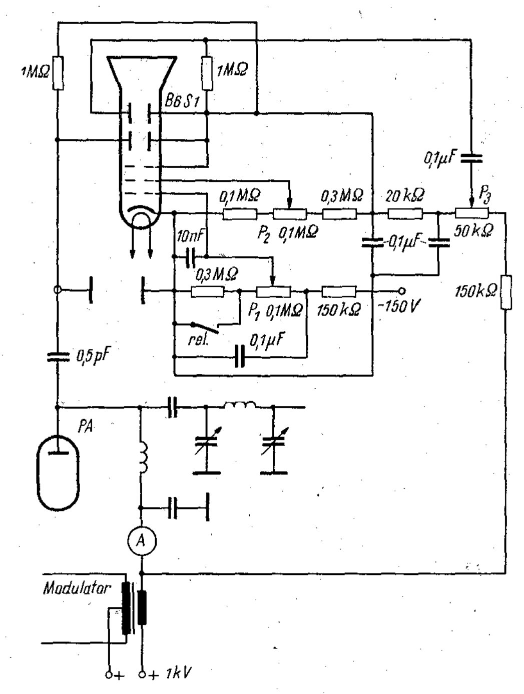


Bild 61 Katodenstrahlröhre zur Modulationsgradmessung II

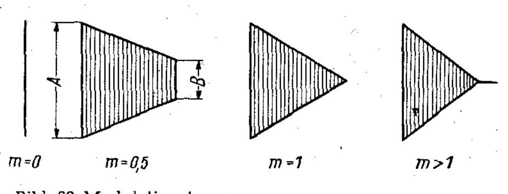


Bild 62 Modulationstrapeze

stellung ähnlich Bild 63. Übermodulation erkennt man daran, daß die Schwingung teilweise völlig aussetzt.
Die Modulationskontrolle mittels Braunscher Röhre ist zwar

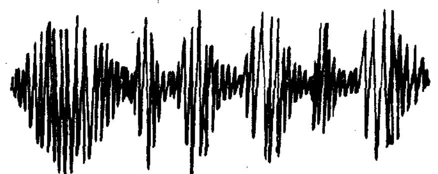


Bild 63 Oszillogramm einer amplitudenmodulierten Schwingung

die zuverlässigste und genaueste, aber auch die aufwendigste Methode. Einfacher und billiger ist eine Übermodulationskontrolleinrichtung, mit deren Hilfe man zwar keine Modulationsgradmessung, aber doch wenigstens eine Modulationsgradeinstellung bis nahe 100% erreichen kann.
Bei G_2- oder G_3-Modulation schaltet man in die entsprechende Gitterleitung ein mA-Meter ein. Dieses darf bei G_3-Modulation keinen Stromfluß anzeigen. Bei G_2-Modulation muß der angezeigte Schirmgitterstrom auch beim Besprechen des Mikrophons konstant bleiben. Eine Veränderung der Anzeigewerte im Takte der Modulation zeigt Übermodulation an.
Zur Überprüfung der Anodenmodulation eignet sich eine Schaltung entsprechend Bild 64. Die Wirkungsweise ist folgende: Bei Übermodulation wird die Modulationsspannung größer als die Anodengleichspannung. Die negativen Halbwellen der NF-Spannung lassen dann über die Gleichrichterröhre einen Strom fließen, der vom Meßinstrument angezeigt wird. Die positiven Halbwellen werden ebenso wie die Anoden-

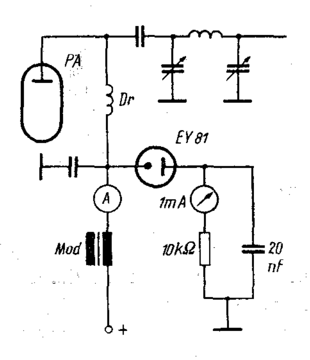


Bild 64 Eine einfache Übermodulations-Kontrolleinrichtung

spannung gesperrt, da ja die Katode der Gleichrichterröhre am positiven Potential liegt. Von den negativen NF-Halbwellen kommt nur der Teil zur Auswirkung, der die Anodenspannung übersteigt.

Um mit nahezu 100 % zu modulieren, muß man den Modulationsgradregler des Verstärkers zunächst so weit aufdrehen, daß in den Lautstärkespitzen gerade Übermodulation am Meßinstrument beobachtet wird. Danach nimmt man den Lautstärkeregler so weit zurück, daß auch bei Lautstärkespitzen noch kein Ausschlag des Instrumentenzeigers erfolgt. So eingestellt, erfolgt mit Sicherheit keine Übermodulation, und m wird knapp unter 1 liegen.

8. TAFELN

Tafel 1

Übertragerkerne (M- und EI-Schnitte)

Kern Type	effekt. Querschn. cm²	f cm	g cm	e cm	h cm	N bei 150 Hz Watt	Blechzahl 0,35 Stück	Blechzahl 0,50 Stück
M 30	0,4	0,7	0,55	2,0	0,7	0,1	18	12
M 42	1,5	1,2	0,9	3,0	1,5	1	40	26
M 55	3,2	1,7	1,05	3,8	2,0	5	52	34
M 65	5,0	2,0	1,25	4,5	2,7	12	72	46
M 74	6,5	2,3	1,4	5,1	3,2	20	86	55
M 85	8,8	2,9	1,35	5,6	3,5	35	90	60
M 102a	11	3,4	1,7	6,8	3,5	55	90	60
M 102b	16	3,4	1,7	6,8	5,2	100	140	90
EI 42	1,6	1,4	0,7	2,1	1,4	1	36	24
EI 48	2,2	1,6	0,8	2,4	1,6	2	42	37
EI 54	2,8	1,8	0,9	2,7	1,8	4	48	31
EI 60	3,5	2,0	1,0	3,0	2,0	5	53	34
EI 66	4,3	2,2	1,1	3,3	2,2	8	60	37
EI 78	6,0	2,6	1,3	3,9	2,6	16	68	45
EI 84	7,0	2,8	1,4	4,2	2,8	22	76	48
EI 105a	8,0	2,9	2,4	5,6	3,0	30	80	52
EI 105b	12	2,9	2,4	5,6	4,5	65	120	78
EI 130a	11	3,5	3,0	7,0	3,5	55	90	60
EI 130b	14	3,5	3,0	7,0	4,5	90	120	78
EI 150b	18	4,0	3,5	8,0	5,0	150	132	86
EI 150c	21	4,0	3,5	8,0	6,0	200	160	104
EI 170b	24	4,5	4,0	9,5	6,0	270	160	104

Tafel 2

Wickeldaten des Modulationsübertragers für die 30-Watt-Endstufe

Modulationsübertrager T_2 für die 35-W-Endstufe
Kern M 85 mit 1 mm Luftspalt
W_1: 2×700 Wdg. · 0,25 CuL
W_2: 0—180—1520—1860—2280 Wdg. 0,25 CuL
Anschl.: 3 4 5 6 7

Tafel 3

Wickeldaten des Modulationsübertragers für den 25-Watt-Verstärker

Modulationsübertrager T_1 für den 25-W-Verstärker
Kern M 85 mit 1 mm Luftspalt
W_1: 2×1000 Wdg. 0,18 CuL
W_2: 0—200—1300—1700—2160 Wdg. 0,22 CuL
Anschl.: 3 4 5 6 7
Impedanz bei Anschluß an
4—5 : 2,5 kΩ; 3—5 : 3,5 kΩ; 4—6 : 4,5 kΩ
3—6 : 6 kΩ; 4—7 : 7,5 kΩ; 3—7 : 9 kΩ

Tafel 4

Wickeldaten des Modulationsübertragers für den 80-Watt-Verstärker

Modulationsübertrager T_1 für den 80-W-Verstärker
Kern EI 130b mit 1 mm Luftspalt
W_1: 2×1500 Wdg. 0,28 CuL
W_2: 0—250—1800—2250—2600 Wdg. 0,35 CuL
Anschl.: 3 4 5 6 7
Impedanz bei Anschluß an
4—5 : 3 kΩ; 3—5 : 4 kΩ; 4—6 : 5 kΩ;
3—6 : 6 kΩ; 4—7 : 7 kΩ; 3—7 : 8 kΩ.

Übertrager und Transformatoren für die 100 . . . 200-Watt-Endstufe

Übertrager und Transformatoren für die 100. . .200-W-Endstufe mit 2×RL 12 P 35

Dr = Netzdrossel, Kern M 102a ohne Luftspalt mit Draht 0,4 CuL lagenweise vollgewickelt

T_1 = Treiberübertrager, Kern M 65 mit 1 mm Luftspalt
W_1 : 2000 Wdg. 0,2 CuL
W_2 : 2×2200 Wdg. 0,12 CuL

T_2 = Mod.-Übertrager, Kern EI 150c mit 2 mm Luftspalt
W_1 : 2×1350 Wdg. 0,4 CuL
W_2 : je nach Ra der PA
für Ra = 5 kΩ : 2250 Wdg. 0,4 CuL
für Ra = 7 kΩ : 2700 Wdg. 0,4 CuL
für Ra = 10 kΩ : 3200 Wdg. 0,35 CuL
zweckmäßig ist die Verwendung eines Doppelkammerkörpers.

T_3 = Anodenspannungstrafo, Kern EI 170b ohne Luftspalt
primär: 220 V; 250 V; 290 V; 600 VA
375/425/490 Wdg. 1,2 CuL
sekundär: 2×1350 V/0,3 A
2×2500 Wdg. 0,35 CuL

T_4 = Heiztrafo, Kern M 102a ohne Luftspalt
primär: 210 V; 220 V; 230 V; 90 VA
850/890/930 Wdg. 0,6 CuL
sekundär: 2×2,5 V; 5 A/1×12,6 V; 3 A
2×11 Wdg. 1,6 CuL/1×55 Wdg. 1,2 CuL

Tafel 6

Windungszahlen pro cm² lackisolierter Drähte

Draht ∅ mm	Wdg./cm²	Draht ∅ mm	Wdg./cm²
0,06	15000	0,55	260
0,08	9000	0,60	220
0,10	6000	0,65	190
0,12	4500	0,70	170
0,15	2900	0,80	130
0,18	2100	0,90	110
0,20	1700	1,00	85
0,22	1450	1,10	70
0,25	1120	1,20	60
0,28	880	1,30	50
0,30	780	1,40	44
0,32	700	1,50	38
0,35	600	1,60	32
0,38	520	1,70	30
0,40	460	1,80	28
0,45	380	1,90	24
0,50	310	2,00	22

Tafel 7

Formelzusammenstellung

1. Modulationsgrad $m = \frac{U_{NF}}{U_{HF}}$ $m = \frac{U_{NF}}{U_{HF}} \cdot 100\,\%$

2. Amplitudenmod. (Momentanspannung)

a) $u_m = \hat{U}_{HF} \cos 2\pi t f_{HF} + \frac{1}{2}\hat{U}_{NF} \cos 2\pi t f_o + \frac{1}{2}\hat{U}_{NF} \cos 2\pi t f_u$

b) $u_m = \hat{U}_{HF} \cos 2\pi t f_{HF} + \frac{m}{2}\hat{U}_{HF} \cos 2\pi t f_o + \frac{m}{2}\hat{U}_{HF} \cos 2\pi t f_u$

3. Bandbreite $b = 2 \cdot f_{NFmax}$

4. Leistungen bei AM $N_m = N_{HF} + \frac{m^2}{4} N_{HFo} + \frac{m^2}{4} N_{HFu}$

5. Seitenbandleistung — $N_{sei} = \frac{m^2}{2} N_{HF}$ (in beiden Seitenbändern)

6. Leistung des Anodenmodulators — $N_{NF} = \frac{m^2}{2} \cdot N_{inp}$

7. Anpaßwiderstand PA — $R_a = \frac{U_a}{I_a}$

8. Belastungswiderstand eines Übertragers — $R = R_a \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2$

9. Schirmgitterverlust-Leistung — $Ng_2 = Ug_2 \cdot Ig_2$

10. Anodenmodulationsanteil bei Katodenmod. — $p_a = \frac{2 \cdot N_{NF}}{N_{inp}} \cdot 100\%$

11. Wirkungsgrad der Katodenmodulation — $\eta_K = \left(33 + 3{,}7 \sqrt{p_a}\right) \%$

12. Modulationsindex (Frequenzmod.) — $A\Phi = \frac{\Delta F}{f_{NF}}$

13. Eisenquerschnitt eines Übertragers — $Qe_{eff} = 18 \sqrt{\frac{N}{f_u}}$

14. Primärspannung — $E_p = \sqrt{N \cdot R_{nf}}$

15. Primärwindungszahl — $w_p = \frac{E_p \cdot 7000}{Qe_{eff} \cdot fu}$

16. Sekundärwindungszahl — $w_s = w_p \sqrt{\frac{R_a}{R_{NF}}}$

17. Drahtdurchmesser — $d = \sqrt{0{,}6 \cdot I}$

18. Platzbedarf für eine Wicklung — $F = w(1{,}13 - d)^2$

Tafel 8

Übersicht über die verschiedenen Modulationsarten und ihre Vor- und Nachteile

Modulationsart	Vorteile	Nachteile
Anoden-modulation	PA arbeitet in Oberstricheinstellung, großer Wirkungsgrad, großer Modulationsgrad, große Seitenbandleistung	große erforderliche NF-Leistung (halbe Inputleistung)
Gittermodulationen	nur geringe NF-Leistung ist notwendig, kleiner Modulationsverstärker	PA muß auf Mittelstrich eingestellt werden, geringer Wirkungs- und Modulationsgrad, kleine Seitenbandleistung
Katoden-modulation	höherer Wirkungs- und Modulationsgrad als bei Gittermod., PA kann in Oberstrich arbeiten	geringerer Wirkungs- und Modulationsgrad als bei Anodenmodulation, höherer Aufwand im Mod.-Verstärker als bei Gittermodulation
Taylor- und träger-steuernde Modulation	geringer Aufwand bei gutem Wirkungsgrad	häufig auftretende Verzerrungen im Empfänger, Leistungsfähigkeit der Anodenmod. wird nicht erreicht

Frequenz- und Phasen-modulation	verminderte BCI- und TVI-Gefahr, kleiner Aufwand, Einstellung der PA auf Oberstrich	meist schwer in normalen Empfängern aufnehmbar, bei FM verminderte Oszillatorstabilität, ähnliche Leistungsverhältnisse wie bei Gittermod.
DSB-Modulation	in den Seitenbändern steckt die gesamte abgestrahlte Leistung	in normalen Empfängern schwer aufnehmbar
SSB-Modulation	nur halbe Bandbreite gegenüber AM, in einem Seitenband steckt die gesamte abgestrahlte Leistung	sehr großer Aufwand, PA muß in A- oder AB-Betrieb arbeiten

9. LITERATURVERZEICHNIS

[1] Sherebzow, Rundfunktechnik, Fachbuchverlag Leipzig 1954

[2] Springstein, Einführung in die KW- und UKW-Empfängerpraxis, Fachbuchverlag Leipzig 1953

[3] Beyer, Grundlagen der Fernsprech- und Fernschreibtechnik, Fachbuchverlag Leipzig 1954

[4] Autorenkollektiv, Amateurfunk, 3. Auflage, Verlag Sport und Technik, Berlin 1960

[5] Rint, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Band I, Verlag für Foto-, Radio-, Kinotechnik GmbH, Berlin

[6] „funkamateur", Jahrgänge 1957 bis 1962, Verlag Sport und Technik, Berlin

[7] „Das DL-QTC", Jahrgänge 1954 bis 1961, Körnersche Druckerei und Verlagsanstalt, Gerlingen bei Stuttgart

[8] „Funktechnik", Jahrgänge 1950 bis 1962, Verlag für Radio-, Foto-, Kinotechnik GmbH, Berlin

[9] DM 2 ADE, Ein einfacher Clampmodulator, „funkamateur", 2/1960

[10] DM 2 APM, Die Modulation mit dem MV 23, „funkamateur", 4/1959

[11] Quast, Einfache trägersteuernde Schirmgittermodulation, „Das DL-QTC", 7/1955

[12] W. Diefenbach, Trägersteuernde Schirmgittermodulation, „Funktechnik", 16/1960

[13] Hans Rückert, Ein moderner Amateursender, „Funktechnik", 19 und 20/1950

[14] Taylormodulation einmal anders, „Funktechnik", 14/1953

[15] Kronjäger, Leistungsverhältnisse bei einigen Modulationsarten, „funkamateur", 1/1962

[16] H. J. Kopp, Eine neue Frequenzmodulationsschaltung, „Funktechnik", 10/1953

[17] C. M. Phasenmodulator mit Miniaturröhren, „Funktechnik", 10/1953

[18] Steuersender mit Phasenmodulator, QRV 10/1950

[19] DM 2 APM, NFM-Zusatz für den Amateursuperhet, „funkamateur", 10/1960

[20] H. Eichholz, Umschaltbares Detektorfilter für AM und Schmalbandfrequenzmodulation, „Funktechnik", 22/1951

[21] Kronjäger, Kleiner Modulationsverstärker, „funkamateur", 5/1959

[22] DL 9 BX, Mikrophon-Vorverstärker mit Dynamikkompression, „Das DL-QTC", 2/1957

[23] Schmitzer, NF-Filter ohne Spulen für SSB- und AM-Modulatoren, „Das DL-QTC", 3/1962

[24] DM 3 IL, Mikrophonvorverstärker mit Transistoren, „funkamateur 9/1961",

[25] Das Transistor-Megaphon, „funkamateur", 9/1961

[26] Fischer, Transistortechnik für den Funkamateur, Verlag Sport und Technik, Berlin 1961

[27] Hentschel, Schmalband-FM-Demodulator als Zusatz zum KW-Empfänger, „funkamateur", 8/1962

Inhalt

Wir bitten unsere Leser höflichst, einige Fehler in den folgenden Bildern zu korrigieren:

Bild 44: Die Polaritätsbezeichnung am Gleichrichter ist umzutauschen

Bild 47: In die Katodenleitung der Triode muß ein 1-kΩ-Widerstand eingefügt werden

Bild 46: Die Polaritätsbezeichnung an der Diode OA 685 ist umzutauschen

Bilder 17, 19, 51 und 52: Die Schaltzeichen der Gleichrichter sind umzupolen

Der praktische Funkamateur

Heft 1	K. Andrae	Der Weg zur Kurzwelle	(3. Aufl. 1963)
Heft 2	H. Jakubaschk	Tonbandgeräte selbstgebaut	(3. Aufl. 1962)
Heft 5	H. Brauer	Vorsatzgeräte für den Kurzwellenempfang	(2. Aufl. 1962)
Heft 7	E. Scheller	Fuchsjagd-Peilempfänger Fuchsjagd-Sender	(2. Aufl. 1962)
Heft 8	K.-H. Schubert	Praktisches Radiobasteln I	(2. Aufl. 1961)
Heft 9	K.-H. Schubert	Praktisches Radiobasteln II	(2. Aufl. 1961)
Heft 10	O. Morgenroth	Vom Schaltzeichen zum Empfängerschaltbild	(2. Aufl. 1962)
Heft 11	Autorenkoll.	Die Amateurfunkprüfung in Frage und Antwort	(2. Aufl. 1963)
Heft 12	F. W. Fußnegger	Meßtechnik für den Kurzwellenamateur	
Heft 13	K.-H. Schubert	Miniaturröhren und ihre Schaltungstechnik	(2. Aufl. 1962)
Heft 14	H. Jakubaschk	Fernsehempfänger selbstgebaut	(2. Aufl. 1962)
Heft 15	K. Rothammel	UKW-Amateurfunk	(2. Aufl. Doppelbd. 1963)
Heft 16	K.-H. Schubert	Praktisches Radiobasteln III	
Heft 17	Fischer/Blos	Transistor-Taschenempfänger selbstgebaut	(3. Aufl. 1963)
Heft 18	H. Jakubaschk	Meßplatz des Amateurs	
Heft 19	Th. Reck	Höchstfrequenztechnik und Amateurfunk	
Heft 20	H. Jakubaschk	Transistorschaltungen I	(3. Aufl. 1962)
Heft 21	O. Kronjäger	Formelsammlung für den Funkamateur	(2. Aufl. 1963)
Heft 22	W. Schurig	Fernsehtechnik und Fernsehpraxis	
Heft 23	O. Morgenroth	Funktechnische Bauelemente Teil I	(2. Aufl. 1962)
Heft 24	R. Schmidt	Schwingungserzeugung mit Elektronenröhren	
Heft 25	K. Streng	Niederfrequenzverstärker	
Heft 26	K. Schlenzig	Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur Teil I	
Heft 27	T. Pricks	UKW-Vorsatzgeräte Teil I	
Heft 28	H. Jakubaschk	Elektronikschaltungen für Amateure	
Heft 29	K.-H. Neumann	Funktechnische Satellitenbeobachtung	

1.—10. Tausend
Deutscher Militärverlag, Berlin 1963
Lizenz-Nr. 5
Zeichnungen: Brigitta Westphal
Vorauskorrektor: Ingrid Elsner, Korrektor: Evelyn Lemke
Hersteller: Jürgen Hecht
Gesamtherstellung: Sächsische Zeitung, Dresden III/9/1
EVP: 1,90 DM

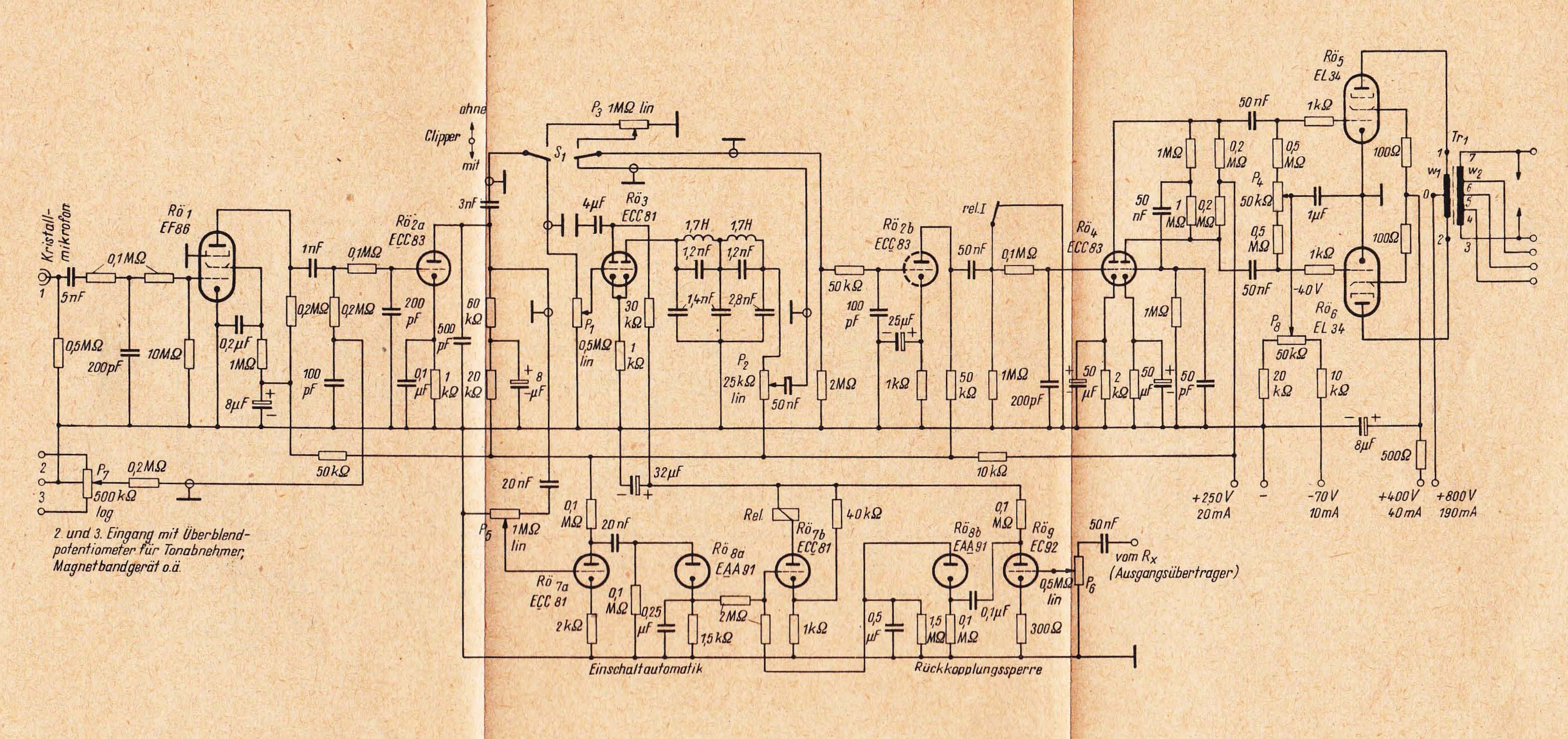


Bild 53 Ein 80-Watt-Modulationsverstärker

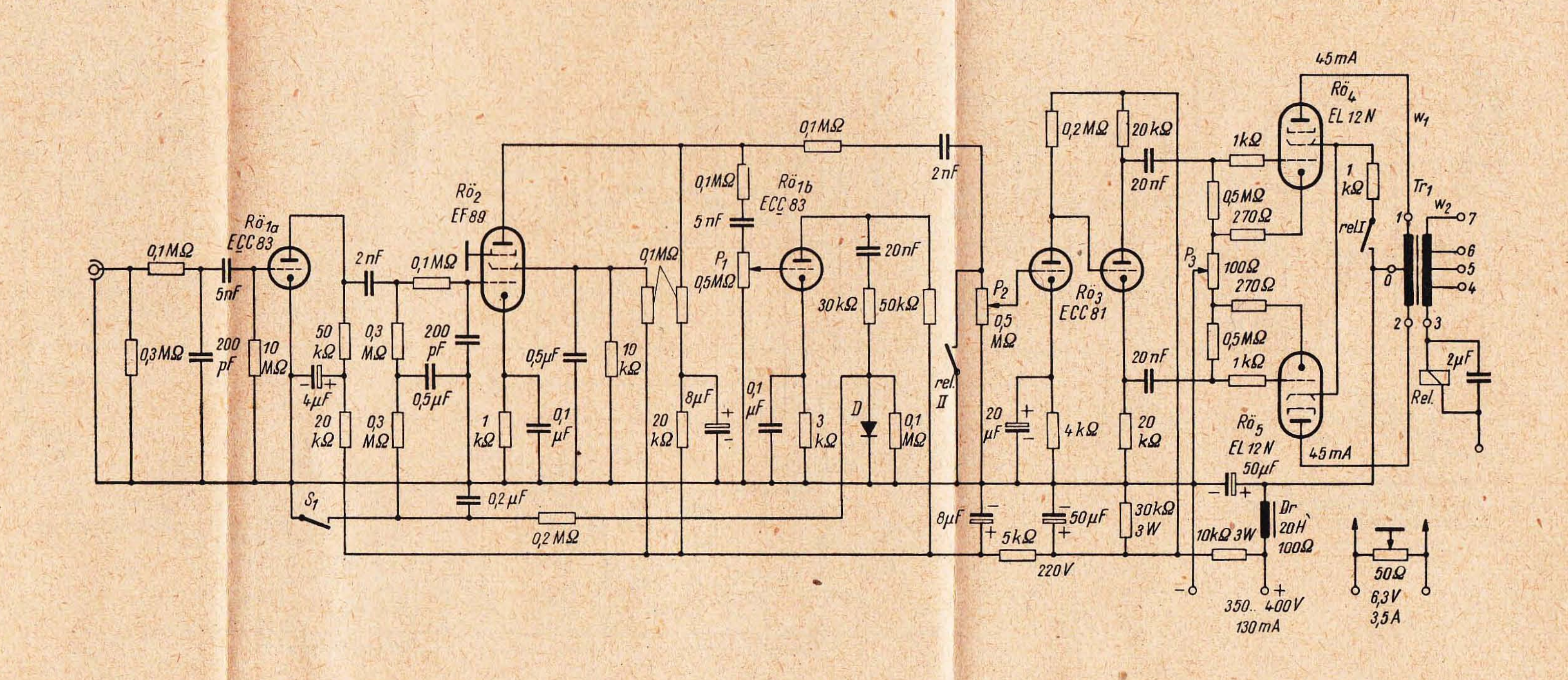


Bild 44 Ein 25-Watt-Modulationsverstärker mit Dynamikkompressor



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG